

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

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

Колесніков Денис Вікторович

УДК 621.396.96

ДИСЕРТАЦІЯ

**МЕТОД СТАТИЧНОГО СИНТЕЗУ АПЕРТУРИ В ЗАДАЧАХ
ДИСТАНЦІЙНОГО ЗОНДУВАННЯ ТА НЕРУЙНІВНОГО КОНТРОЛЮ**

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



Денис КОЛЕСНИКОВ

Науковий керівник

Жила Семен Сергійович, доктор технічних наук

Харків – 2024

АНОТАЦІЯ

Колесніков Денис Вікторович. Метод статичного синтезу апертури в задачах дистанційного зондування та неруйнівного контролю. – 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. Є. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Харків, 2024.

Дисертаційне дослідження присвячене статистичній оптимізації методу формування радіозображень поверхні в радіотехнічних системах з технологією синтезу апертури за умови дослідження статичної ділянки поверхні та можливості сенсору рухатися за непрямолінійною траєкторією. За результатами аналізу основних операцій просторово-часових сигналів в отриманому оптимальному методі радіобачення статичної поверхні в дисертаційному дослідженні розроблена структурна схема радіотехнічної системи безконтактного вимірювання параметрів тестових поверхонь та об'єктів в лабораторних умовах. Такі системи пропонується використовувати для вирішення питань дистанційного зондування (створення тестових зображень поверхонь, наземних споруд, повітряних суден та різноманітної техніки тощо) та питань неруйнівного контролю (вузлів, приладів, агрегатів через радіопрозорі вікна в корпусах тощо). Таким чином, автором досягнута мета дисертаційного дослідження – підвищення роздільної здатності радіолокаційних зображень тестових поверхонь та об'єктів за рахунок статистичної оптимізації методу їх формування в радіотехнічних системах з синтезуванням апертури, що рухаються над статичною сценою за непрямолінійною траєкторією.

Об'єктом дослідження є процес формування радіолокаційних зображень статичної сцени радіотехнічною системою, що рухається за непрямолінійною траєкторією.

Предметом дослідження є статистично оптимальні методи й алгоритми просторово-часової обробки сигналів в радіолокаційних системах з синтезуванням апертури.

Актуальність виконаного дослідження обумовлена тим, що сучасні системи отримання зображень Землі або космосу мають низку недоліків відносно задач отримання високоточних радіозображень окремих статичних сцен: великі розміри, велика маса, залежність від орбіт та обертання Землі, неможливість отримання зображень невеликих сцен тощо. Водночас наявні рішення отримання радіозображень предметів, що знаходяться у відносній близькості до антени, будувалися на основі інженерної думки та досвіду, а не у результаті рішення задач оптимізації радіотехнічних систем. Тому, задля досягнення мети дисертаційного дослідження було вирішено низку завдань.

Перш за все, у роботі розроблено математичні моделі когерентних та некогерентних радіолокаційних зображень, що мають місце у системах з синтезуванням апертури, для випадку непрямолінійного руху носія. Ці моделі враховують особливості побудови радіозображень в зонах Френеля і Фраунгофера.

Розроблені моделі зондуючих та відбитих від поверхні сигналів, рівняння спостереження та досліджені їх кореляційні властивості. Згідно з критерієм максимуму функціоналу правдоподібності синтезовано оптимальний алгоритм формування когерентних радіозображень поверхонь з технологією статичного синтезу апертури. Особливостями синтезованого алгоритму є декореляція прийнятих коливань, узгоджена фільтрація прийнятих сигналів та можливість використання безперервних сигналів без модуляції. Досліджено оптимальний та квазі-оптимальний алгоритми.

Перевірка отриманого алгоритму формування радіозображень проведена шляхом імітаційного моделювання. У результаті продемонстровано загальну працездатність та ефективність отриманого алгоритму формування радіозображень.

Ключові слова: дистанційне зондування, неруйнівний контроль, оптимальний алгоритм, когерентне зображення, статичний синтез апертури, гаусівський шум, комбіновані метрики, середньоквадратична похибка, вторинна обробка сигналів, алгоритм обробки сигналів, програмний метод, ідентифікація ПО.

Список публікацій здобувача за темою дисертації

1. Volosyuk, V. K., Zhyla, S. S., Ruzhentsev, M. V., Sobkolov, A. D., Tserne, E. O., Kolesnikov, D. V., Vlasenko, D. S., & Topal, M. S. (2020). RADAR CROSS-SECTION IMAGING IN SYNTHETIC APERTURE RADAR WITH LINEAR ANTENNA ARRAY AND ADAPTIVE RECEIVER. *Radio Electronics, Computer Science, Control*, (3), 7–21. DOI: 10.15588/1607-3274-2020-3-1

2. Volosyuk, V., Zhyla, S., Pavlikov, V., Vlasenko, D., Kosharskiy, V., Kolesnikov, D., Inkarbaeva, O., & Nezhalskaya, K. (2021). Optimal radar cross section estimation in synthetic aperture radar with planar antenna array. *Radioelectronic and Computer Systems*, 0(1), 50-59. DOI: 10.32620/reks.2021.1.04

3. Жила, С., & Колесніков, Д. (2022). Метод статичного синтезу апертури в задачах дистанційного зондування та неруйнівного контролю. *Авіаційно-космічна техніка і технологія*, 0(3), 75-83. DOI: 10.32620/aktt.2022.3.08

4. Nezhalska K, Volosyuk V, Bilousov K, Kolesnikov D, Cherepnin G. Relation Models of Surface Parameters and Backscattering (or Radiation) Fields as a Tool for Solving Remote Sensing Problems. *Computation*. 2024; 12(5):104. DOI: 10.3390/computation12050104

5. V. Volosyuk, S. Zhyla, V. Pavlikov, D. Kolesnikov, O. Inkarbaieva and E. Tserne, "Method of Static Synthesis of Aperture in Tasks of Remote Sensing and Non-Destructive Testing," 2022 IEEE 3rd International Conference on System Analysis & Intelligent Computing (SAIC), Kyiv, Ukraine, 2022, pp. 1-5, DOI: 10.1109/SAIC57818.2022.9922996.

6. 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.

7. D. Kolesnikov, S. Zhyla, V. Pavlikov and O. Mazurenko, "Imaging Simulation for Radar with Static Aperture Synthesis Method," 2023 IEEE International Conference

on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo), Kyiv, Ukraine, 2023, pp. 192-197, DOI: 10.1109/UkrMiCo61577.2023.10380361.

8. Kolesnikov, D., Pavlikov, V., Zhyla, S., Vlasenko, D., Kovalchuk, D., Shcherbina, K. (2024). Statistical Optimisation of the Static Aperture Synthesis Method. In Integrated Computer Technologies in Mechanical Engineering - 2023. ICTM 2023. Lecture Notes in Networks and Systems, vol 1008, pp. 578-586. DOI: 10.1007/978-3-031-61415-6_49

ABSTRACT

Kolesnikov Denys Viktorovych. Static aperture synthesis method in remote sensing and non-destructive testing problems. – 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 is devoted to the statistical optimization of the method of radio image formation of surfaces in radio systems using aperture synthesis technology, under the condition of investigating a static surface area and the sensor's ability to move along a non-linear trajectory. Based on the analysis of the main operations of spatio-temporal signals in the developed optimal method of radio vision of a static surface, the dissertation research developed a structural scheme of a radio system for non-contact measurement of parameters of test surfaces and objects in laboratory conditions. Such systems are proposed for solving issues of remote sensing (creating test images of surfaces, ground structures, aircraft, and various equipment) and non-destructive testing (nodes, devices, aggregates through radio-transparent windows in the bodies, etc.). Thus, the author achieved the goal of the dissertation research – improving the resolution of radar images of test surfaces and objects through statistical optimization of the method of their formation in radio systems with aperture synthesis, moving over a static scene along a non-linear trajectory.

The object of the research is the process of forming radar images of a static scene by a radio system moving along a non-linear trajectory.

The subject of the research is statistically optimal methods and algorithms of spatio-temporal signal processing in radar systems with aperture synthesis.

The need for the research is due to the fact that modern systems for obtaining images of the Earth or space have several disadvantages in relation to the tasks of obtaining high-precision radar images of specific static scenes: large size, significant

weight, dependence on orbits and Earth's rotation, inability to obtain images of small scenes, etc. At the same time, existing solutions for obtaining radar images of objects located relatively close to the antenna were based on engineering ideas and experience, rather than on the result of solving optimization problems of radio systems. Therefore, a number of tasks were solved to achieve the goal of the dissertation research.

First of all, the mathematical models of coherent and incoherent radar images in systems with aperture synthesis for the case of non-linear movement of the carrier were developed. These models take into account the features of building radio images in the Fresnel and Fraunhofer zones.

Models of probing and surface-reflected signals, observation equations, and their correlation properties were developed and studied. According to the criterion of maximum likelihood functional, an optimal algorithm for the formation of coherent radio images of surfaces with the technology of static aperture synthesis was synthesized. The features of the synthesized algorithm include the decorrelation of received oscillations, matched filtering of received signals, and the possibility of using continuous signals without modulation. Optimal and quasi-optimal algorithms were studied.

The verification of the obtained algorithm for the formation of radio images was carried out through simulation modeling. As a result, the overall operability and efficiency of the obtained algorithm for the formation of radio images were shown.

Keywords: remote sensing, non-destructive testing, optimal algorithm, coherent image, static aperture synthesis, gaussian noise, combined metrics, mean square error, secondary signal processing, signal processing algorithm, software method, AO identification.

ЗМІСТ

АНОТАЦІЯ.....	2
ABSTRACT.....	6
ЗМІСТ	8
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ	10
ВСТУП.....	11
РОЗДІЛ 1. ОГЛЯД ІСНУЮЧИХ СИСТЕМ ФОРМУВАННЯ РАДІОЗОБРАЖЕНЬ КОСМІЧНОГО ТА НАЗЕМНОГО БАЗУВАННЯ	20
1.1 Огляд систем з технологією синтезування апертури антени.....	20
1.2 Загальні принципи методу апертурного синтезу	31
1.3 Системи апертурного синтезу наземного та космічного базування	38
1.4 Огляд лабораторних радарів формування зображень	51
1.5 Формулювання задач дослідження	57
1.6 Теоретичні основи синтезу оптимального алгоритму статичного синтезування апертури.....	59
Висновки за розділом.....	65
РОЗДІЛ 2. ЕВРИСТИЧНИЙ МЕТОД ФОРМУВАННЯ ВИСОКОТОЧНИХ СИНТЕЗОВАНИХ ЗОБРАЖЕНЬ У ПРОСТОРОВО-РОЗПОДІЛЕНИХ І БАГАТООГЛЯДОВИХ СИСТЕМАХ РАДІОБАЧЕННЯ.....	67
2.1 Поняття когерентного зображення в радарях із синтезованою апертурою ...	67
2.2 Синтезування апертури в зоні Френеля	80
2.3 Синтез апертури в зоні Фраунгофера.....	94
2.4 Метод синтезу апертури у припущенні, що розміри області реєстрації хвиль є незначними у порівнянні з висотою.....	99
Висновки до розділу	113
РОЗДІЛ 3. СТАТИСТИЧНА ОПТИМІЗАЦІЯ СТРУКТУРИ РАДІОЛОКАЦІЙНОЇ СИСТЕМИ ФОРМУВАННЯ РАДІОЗОБРАЖЕНЬ ПОВЕРХОНЬ З ТЕХНОЛОГІЄЮ СТАТИЧНОГО СИНТЕЗУ АПЕРТУРИ	115
3.1 Геометрія задачі, моделі сигналів, шумів та рівняння спостереження	115

3.2 Постановка задачі синтезу оптимального алгоритму формування радіозображень.....	121
3.3 Вирішення оптимізаційної задачі.....	122
3.4 Аналіз отриманого оптимального алгоритму.....	127
3.5 Аналіз апаратної функції системи без декореляції опорного сигналу.....	130
3.6 Розроблення структурної схеми радару формування радіозображень поверхонь з технологією статичного синтезу апертури.....	134
Висновки до розділу.....	135
РОЗДІЛ 4. ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ОТРИМАННЯ РАДІОЗОБРАЖЕНЬ ПОВЕРХОНЬ СИСТЕМАМИ З ТЕХНОЛОГІЄЮ СТАТИЧНОГО СИНТЕЗУ АПЕРТУРИ.....	137
Висновки до розділу.....	149
ВИСНОВКИ.....	150
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	153
ДОДАТОК А.....	166

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

FMCW – Frequency-Modulated Continuous Wave

InSAR – Interferometric Synthetic Aperture Radar

MIMO – Multiple Input Multiple Output

MSE – Mean Square Error

pSNR – Peak Signal-to-Noise Ratio

SSIM – Structural Similarity Index Measure

АФАР – Активна фазована антенна решітка

АФР – Амплітудно-фазовий розподіл

БПЛА – Безпілотний літальний апарат

ДЗЗ – Дистанційне зондування Землі

ДС – Діаграма спрямованості

ЕМП – Електромагнітне поле

ЕПР – Ефективна площа розсіювання

ЛА – Літальний апарат

ЛЧМ – Лінійно-частотна модуляція

РСА – Радар з синтезованою апертурою

СКП – Середньоквадратична похибка

ФМ – Фазова модуляція

ШПФ – Швидке перетворення Фур'є

ВСТУП

Актуальність теми. Для отримання зображень досліджуваних об'єктів чи ділянок територій використовуються системи, що оперують у різних діапазонах хвиль – оптичному [1, 2], інфрачервоному [3, 4] чи радіо діапазоні [5, 6]. Кожний з цих діапазонів має свої особливості та певну галузь застосування, різний ступінь розвитку елементної бази, використовується окремо або у комбінації з іншими [7-9]. Не зважаючи на більші габаритні розміри радіосистем в порівнянні з оптичними та інфрачервоними камерами, системи радіобачення поверхні вдосконалюються вже більше ніж 50 років. Актуальність радіосистем пов'язана з наступними перевагами радіодіапазону хвиль: низька залежність від погодних умов та незалежність від часу доби, освітленості та наявності високої інформативності розсіяних поверхнею електромагнітних хвиль. В питаннях дослідження земної поверхні найбільшого розвитку отримали радари з синтезуванням апертури [10-12], які встановлюються на системи космічного (або авіа) базування. Такі системи можуть використовуватися не тільки, як системи картографування, але й в питаннях вивчення підстильної поверхні [13], контролю стану природних ресурсів [14], контролю стану аграрних місцин [15], вивчення та попередження екологічних катастроф [16] тощо. Роздільна здатність отримуваних радіозображень радарів з синтезованою апертурою сягає дециметрових показників з низькоорбітальних супутників, що може бути співставно з системами оптичними тих же супутників.

Іншим напрямком вивчення об'єктів у радіодіапазоні є системи що використовують метод побудови та оброблення сигналів згідно з технологією апертурного синтезу [17, 18]. Найбільшого поширення та розвитку отримали інтерферометричні системи наземного базування, що використовуються у дослідженнях космічних об'єктів – радіотелескопи [19, 20]. У таких системах просторова роздільна здатність сягає сотих та навіть тисячних кутових секунд.

Окрім задач глобального радіобачення з аерокосмічних носіїв існують і локальні, тобто задачі статичних досліджень в лабораторіях або на спеціально

обладнаних полігонах, в безлунних камерах [21-23]. Актуальним сьогодні є формування тестових зображень поверхонь, наземних споруд, повітряних суден та різноманітної техніки [24-26]. Також постійно розвиваються технології створення вузлів, приладів, агрегатів з можливістю їх неруйнівного контролю через радіопрозорі вікна в корпусах [27-29]. В таких вимірюваннях відкриваються нові можливості з вибору умов вимірювань, траєкторій руху, варіації вимірювальної техніки (різні діапазони хвиль, антени, режими роботи).

Системи космічного базування не можуть вирішувати (або можуть з певними обмеженнями) задачі локального радіобачення. Вони є громіздкими, мають зовсім велику масу, залежні від орбіти та обертання Землі, алгоритми побудови зображень залежні від великої висоти над вимірюваною областю. Майже те ж саме справедливо для систем апертурного синтезу наземного базування: для отримання найкращої роздільної здатності треба мати бази у десятки кілометрів між елементами радіотелескопів, а також є залежність від обертання Землі задля заповнення просторових частот отримуваних зображень.

За останні десятиріччя було реалізовано низку радіотехнічних систем з синтезуванням апертури, що могли б отримувати зображення об'єктів у безпосередній близькості до системи [30-33]. З недоліків таких систем можна відмітити великі габарити, побудова на основі інженерного досвіду та думки, та відсутність вирішення оптимізаційної задачі. Також ці системи реалізують суто боковий огляд лише при прямолінійній траєкторії руху носія. Натомість сучасні системи, а саме БПЛА чи програмно-визначаємі пристрої сканування, можуть змінювати своє положення та напрямок руху достатньо різко та за заданими координатами або напрямками, тобто траєкторія руху може бути непрямолінійною. У такому випадку, траєкторія руху може стати джерелом додаткової інформації для підвищення роздільної здатності зображень, так само як і модуляція сигналів, МІМО-ідеологія побудови антен та накопичення незалежних баз рознесених у просторі антен інтерферометричних систем апертурного синтезу.

Виходячи з наведеного можна стверджувати, що на сьогодні постала **актуальна наукова задача** статистичного синтезу методу та алгоритму

формування радіозображень статичних сцен з високою роздільною здатністю та розробки принципів їх практичної реалізації у системах дистанційного зондування та неруйнівного контролю.

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

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

- «Основи теорії проектування аерокосмічних когнітивних радарів з оптимальною просторово-часовою обробкою сигналів, розширеною зоною огляду і високою просторовою роздільною здатністю», №ДР 0120U102082, 2020-2022 рр.;
- «Малогабаритний бортовий радар з синтезуванням апертури антени для БПЛА та вертольотів», №ДР 0224U002816, 2023-2024 рр.

Мета і завдання дослідження.

Мета – підвищення роздільної здатності радіолокаційних зображень тестових поверхонь та об'єктів за рахунок статистичної оптимізації методу їх формування в радіотехнічних системах з синтезуванням апертури, що рухаються над статичною сценою за непрямоїною траєкторією.

Для досягнення мети необхідно вирішити наступні завдання:

- 1) проаналізувати сучасний стан розвитку систем дистанційного зондування, що мають на борту радары з синтезованою апертурою та визначити можливо досяжні значення роздільної здатності таких радарів;
- 2) проаналізувати сучасний стан розвитку систем, що реалізують технологію апертурного синтезу та визначити можливо досяжні значення просторової роздільної здатності таких систем;
- 3) виконати огляд сучасних рішень формування радіозображень об'єктів, що знаходяться у безпосередній близькості до системи, радары з синтезуванням апертури;

4) виконати математичну формалізацію евристичного методу формування високоточних радіозображень зображень у просторово розподілених і багатооглядових системах радіобачення;

5) синтезувати оптимальний метод формування радіозображень в радіотехнічних системах з технологією статичного синтезу апертури;

6) відповідно до синтезованого алгоритму розробити структурну схему радару формування радіозображень з технологією статичного синтезу апертури;

7) дослідити працездатність отриманого алгоритму шляхом імітаційного модулювання.

Об'єкт дослідження – процес формування радіолокаційних зображень статичної сцени радіотехнічною системою, що рухається за непрямою траєкторією.

Предмет дослідження – статистично оптимальні методи й алгоритми просторово-часової обробки сигналів в радіолокаційних системах з синтезуванням апертури.

Методи дослідження:

– методи математичної статистики, статистичної теорії оптимальних рішень та розв'язання задач оптимізації методів оброблення просторово-часових полів;

– методи чисельного моделювання синтезованих алгоритмів та їх функцій невизначеностей;

– методи формування та оброблення первинних та вторинних радіолокаційних зображень.

Наукова новизна отриманих результатів:

1. Отримали подальшого розвитку математичні моделі опису когерентних та некогерентних радіолокаційних зображень, що формуються в радіолокаційних системах з синтезуванням апертури при довільній траєкторії руху носія. На відміну від існуючих моделей, представлені нові аналітичні вирази з одного боку ґрунтуються на точній теорії дифракції, теоремах Кірхгофа і Релея-Зоммерфельда, а з іншого – враховують особливості побудови радіозображень в зонах Френеля і Фраунгофера, що дозволяє визначати фізичну сутність формування

радіолокаційних зображень при довільній траєкторії руху, змінних кутах візування, заданих розмірах несинтезованих бортових антен, та параметрах електродинамічних моделей підстильної поверхні.

2. Вперше отримано метод оптимального формування когерентних радіолокаційних зображень поверхонь з технологією статичного синтезу апертури, який, на відміну від існуючих, дозволяє формувати зображення фіксованої ділянки місцевості з високою роздільною здатністю за дальністю та азимутом за рахунок когерентної просторово-часової обробки безперервних сигналів без модуляції при складних непрямолинійних траєкторіях руху радіолокаційного сенсору.

3. Удосконалено принципи побудови радіолокаційних систем формування когерентних зображень поверхонь з рухомих носіїв, запропоновано структурну схему радіотехнічної вимірювальної системи з технологією статичного синтезування апертури, яка відповідає новому синтезованому оптимальному методу високоточного радіобачення фіксованої сцени огляду.

4. Отримав подальшого розвитку метод імітаційного моделювання радіолокаційних зображень поверхонь, який враховує умови огляду сцени, траєкторію руху носія радіовимірювача та її випадкову варіацію, алгоритми когерентного оброблення прийнятих траєкторних сигналів та внутрішні шуми системи. Новизною вирізняється методи врахування складних траєкторій руху носія та оброблення безперервних траєкторних сигналів при побудові когерентних радіолокаційних зображень.

Практичне значення одержаних результатів:

1. Розроблені алгоритми просторово-часового оброблення сигналів у системах з синтезуванням апертури антени зі складними непрямолинійними траєкторіями руху носія відкривають перспективний напрямок створення нових методів високоточного радіобачення з БПЛА та вертольотів.

2. Розроблена структурна схема радару формування радіозображень поверхонь з технологією статичного синтезу апертури є основою для створення перспективних високоточних систем радіобачення з фіксованою сценою огляду,

зокрема лабораторних прототипів аерокосмічних радарів дистанційного зондування та радіотехнічних систем неруйнівного контролю.

3. Розвинутий метод імітаційного моделювання радіолокаційних зображень дозволить розширити можливості з імітаційного моделювання когерентних систем формування радіозображень заданих поверхонь.

4. Отримані наукові положення та результати (теоретичні та імітаційного модулювання) було впроваджено в освітній процес кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем у вигляді практичного та теоретичного матеріалу у навчальних дисциплінах: «Статистична теорія радіотехнічних систем», «Інформаційно-вимірювальні радіотехнічні системи», «Математичні методи моделювання і оптимальних рішень», «Формування та обробка зображень у оптичних та радіолокаційних системах» (Додаток А).

Особистий внесок здобувача. Усі роботи виконано у співавторстві.

Автору належать наступні результати, які полягають у:

– частковому рішенні наскрізної задачі синтезу оптимального методу відновлення ПЕПР поверхонь в радарях з синтезуванням апертури антени, лінійною антенною решіткою та адаптивним приймачем: конкретизація форм сигналів зондуючих та відбитих від досліджуваної області, рівняння спостереження та їх кореляційних властивостей [1];

– фізичній інтерпретації отриманих аналітичних виразів в ході вирішення оптимізаційної задачі оптимальної оцінки ефективного перерізу розсіювання в радарях з синтезуванням апертури та планарною антенною решіткою [2];

– формалізації поняття та визначення структури когерентного зображення у радарях з синтезуванням апертури та математичному обґрунтуванню методу статичного синтезу апертури [3];

– порівняльному аналізі існуючих моделей зв'язку сигналів власного випромінювання або відбитих поверхнею сигналів з характеристиками поверхні [4].

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

1) 2022 IEEE 3rd International Conference on System Analysis & Intelligent Computing (SAIC);

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

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

Публікації. Основні результати дослідження опубліковано у чотирьох статтях (дві статті входять до н.м.б.д Scopus, одна стаття у входить до н.м.б.д. Web of Science Core Collection та 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 11 робіт, а h-index = 3 (Scopus ID: 57207915447).

Структура і об'єм дисертаційної роботи. Дисертація містить вступ, чотири розділи, висновки, список використаних джерел і додаток. Повний об'єм дисертації 166 сторінок, у тому числі 13 сторінок списку використаних джерел у кількості 110 найменувань та додаток на 1 сторінку.

Список публікацій здобувача

Статті:

1. Volosyuk, V. K., Zhyla, S. S., Ruzhentsev, M. V., Sobkolov, A. D., Tserne, E. O., Kolesnikov, D. V., Vlasenko, D. S., & Topal, M. S. (2020). RADAR CROSS-SECTION IMAGING IN SYNTHETIC APERTURE RADAR WITH LINEAR ANTENNA ARRAY AND ADAPTIVE RECEIVER. *Radio Electronics, Computer Science, Control*, (3), 7–21. DOI: 10.15588/1607-3274-2020-3-1 (Web of Science Core Collection)

2. Volosyuk, V., Zhyla, S., Pavlikov, V., Vlasenko, D., Kosharskiy, V., Kolesnikov, D., Inkarbaeva, O., & Nezhalskaya, K. (2021). Optimal radar cross section estimation in synthetic aperture radar with planar antenna array. *Radioelectronic and Computer Systems*, 0(1), 50-59. DOI: 10.32620/reks.2021.1.04 (Scopus, Q3)

3. Жила, С., & Колесніков, Д. (2022). Метод статичного синтезу апертури в задачах дистанційного зондування та неруйнівного контролю. *Авіаційно-космічна техніка і технологія*, 0(3), 75-83. DOI: 10.32620/aktt.2022.3.08 (Категорія «Б»)

4. Nezhalska K, Volosyuk V, Bilousov K, Kolesnikov D, Cherepnin G. Relation Models of Surface Parameters and Backscattering (or Radiation) Fields as a Tool for Solving Remote Sensing Problems. *Computation*. 2024; 12(5):104. DOI: 10.3390/computation12050104 (Scopus, Q3)

Матеріали міжнародних конференцій:

1. V. Volosyuk, S. Zhyla, V. Pavlikov, D. Kolesnikov, O. Inkarbaieva and E. Tserne, "Method of Static Synthesis of Aperture in Tasks of Remote Sensing and Non-Destructive Testing," 2022 IEEE 3rd International Conference on System Analysis & Intelligent Computing (SAIC), Kyiv, Ukraine, 2022, pp. 1-5, DOI: 10.1109/SAIC57818.2022.9922996.

2. 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.

3. D. Kolesnikov, S. Zhyla, V. Pavlikov and O. Mazurenko, "Imaging Simulation for Radar with Static Aperture Synthesis Method," 2023 IEEE International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo), Kyiv, Ukraine, 2023, pp. 192-197, DOI: 10.1109/UkrMiCo61577.2023.10380361.

4. Kolesnikov, D., Pavlikov, V., Zhyla, S., Vlasenko, D., Kovalchuk, D., Shcherbina, K. (2024). Statistical Optimisation of the Static Aperture Synthesis Method. In Integrated Computer Technologies in Mechanical Engineering - 2023. ICTM 2023. Lecture Notes in Networks and Systems, vol 1008, pp. 578-586. DOI: 10.1007/978-3-031-61415-6_49

РОЗДІЛ 1

ОГЛЯД ІСНУЮЧИХ СИСТЕМ ФОРМУВАННЯ РАДІОЗОБРАЖЕНЬ КОСМІЧНОГО ТА НАЗЕМНОГО БАЗУВАННЯ

1.1 Огляд систем з технологією синтезування апертури антени

Метод синтезування апертури був розроблений у середині минулого століття задля підвищення роздільної здатності отриманих радіолокаційних зображень з бортів літальних апаратів космічного та авіаційного базування [34].

Як відомо, високої роздільної здатності за азимутом при фіксованій довжині хвилі можливо досягти за допомогою антен з великою апертурою. Але, конструювання великих антен викликає труднощі з огляду на можливість точності виготовлення, кошторис, повітряні навантаження, деформації тощо. Окрім цього, аеродинаміка літальних апаратів накладає свої обмеження на можливість розташування великих антен на таких апаратах. Метод синтезування апертури дозволяє обійти наявні обмеження за рахунок створення штучного розкриву антени, що у разі більший ніж апертура антени встановленої на літальному апараті.

Сучасні РСА мають роздільну здатність, що співставна з оптичними методами отримання зображення поверхонь. До додаткових переваг РСА над оптичними пристроями дистанційного зондування можна віднести можливість отримання зображень за будь-якої погоди та незалежності від часу доби.

Розглянемо деякі сучасні системи, що реалізують технологію синтезування апертури.

TerraSAR-X/TanDEM-X

TerraSAR-X/TanDEM-X – це космічна місія, що складається з двох супутників з високою роздільною здатністю, яку виконує DLR (Deutsches Zentrum für Luft - und Raumfahrt e.V. / Німецький центр авіації та космонавтики) разом з партнерами EADS Astrium GmbH та Infoterra GmbH в рамках консорціуму публічно-приватного партнерства. Концепція місії базується на використанні

радіолокаційних супутників TerraSAR-X (TSX) та TanDEM-X (TDX), що летять у тісній формації для досягнення необхідних інтерферометричних баз у сузір'ї, що легко може бути змінені [35].

РСА TSX має активну фазову решітку X-діапазону, яка забезпечує отримання багатоспектральних радіолокаційних зображень в численних робочих режимах, таких як ScanSar, Spotlight і Stripmap. Кожен окремий режим РСА TSX функціонує як радіолокаційна система отримання зображень досліджуваних ділянок Землі [36].

Зовнішній вигляд супутника TerraSAR-X зображено на рисунку 1.1.

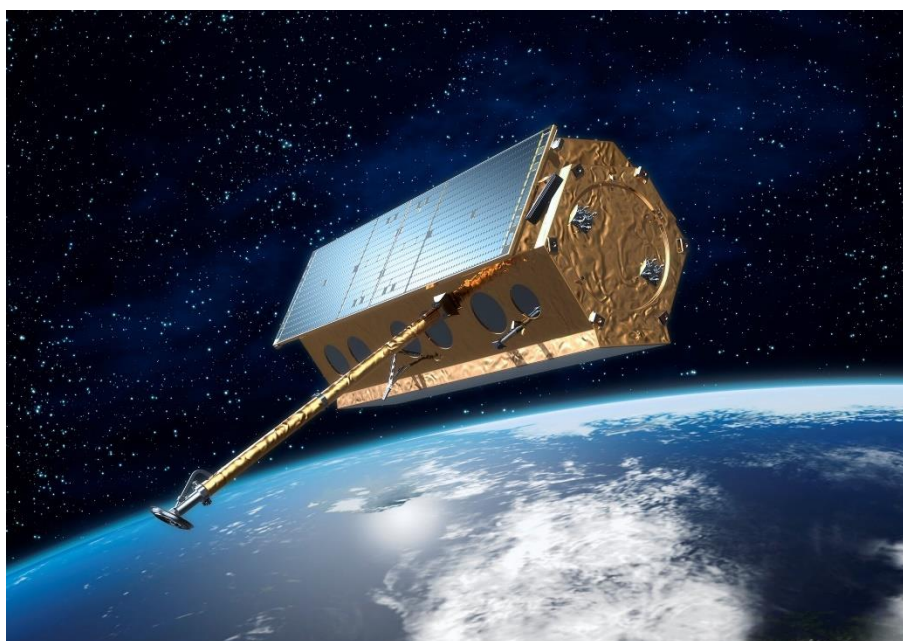


Рисунок 1.1 – Супутник TerraSAR-X. Взято з [37]

Розмір зображення для Spotlight режиму обмежений 10 x 10 км при спектральній роздільній здатності у 2 м, тоді як режим Spotlight High Resolution (режим Spotlight з високою роздільною здатністю) має розмір зображення 5-10 x 5 км при спектральній роздільній здатності в 1 м. Режим роботи StripMap забезпечує просторову роздільну здатність в 3 м при розмірі зображення $\leq 1500 \times 30$ км, і режим ScanSAR, який забезпечує просторову роздільну здатність у 16 м при стандартному розмірі зображення $\leq 1500 \times 100$ км. Період повторення орбіт TSX становить 11 днів, що дорівнює 167 орбітам за період відвідування або приблизно 15 орбітам на день [37, 38].

TanDEM-X ідентичний своєму двійнику TerraSAR-X і має один радар з синтезованою апертурою X-діапазону, який збирає зображення високої роздільної здатності для моніторингу поверхні суші та прибережних процесів, зокрема, для сільськогосподарських, геологічних та гідрологічних застосувань [39].

Сузір'я TerraSAR-X та TanDEM-X за роботою зображено на рисунку 1.2.



Рисунок 1.2 – Тандем TerraSAR-X та TanDEM-X. Взято з [37]

Політ двох супутників у тісній формації з типовою відстанню між трасами польоту 300-500 м забезпечує гнучку конфігурацію однопрохідного радіолокаційного інтерферометра, де базову лінію можна вибрати відповідно до конкретних потреб застосування. PCA TerraSAR-X і TanDEM-X повністю сумісні й надають можливість передачі і прийому, а також поляриметрії.

Доступні наступні основні режими роботи інтерферометричних PCA (InSAR) дуету супутників [40]:

1. Бістатичний режим (bistatic), коли PCA обох космічних апаратів спрямовані на одну досліджувану зону, забезпечуючи різні огляди на цільову область (один супутник слугує передавачем, і обидва супутники одночасно реєструють розсіяний сигнал);

2. Моностатичний режим переслідування (pursuit monostatic), коли обидва супутники працюють незалежно, уникаючи необхідності синхронізації, а отже, обидва РСА намагаються отримати дані з однієї і тієї ж смуги з невеликою різницею в часі в кілька секунд.

3. Альтернативний бістатичний (alternating bistatic) режим схожий на бістатичний, але роль передавача передається від імпульсу до імпульсу між двома супутниками.

Геометрія роботи для наведених вище режимів представлено на рисунку 1.3.

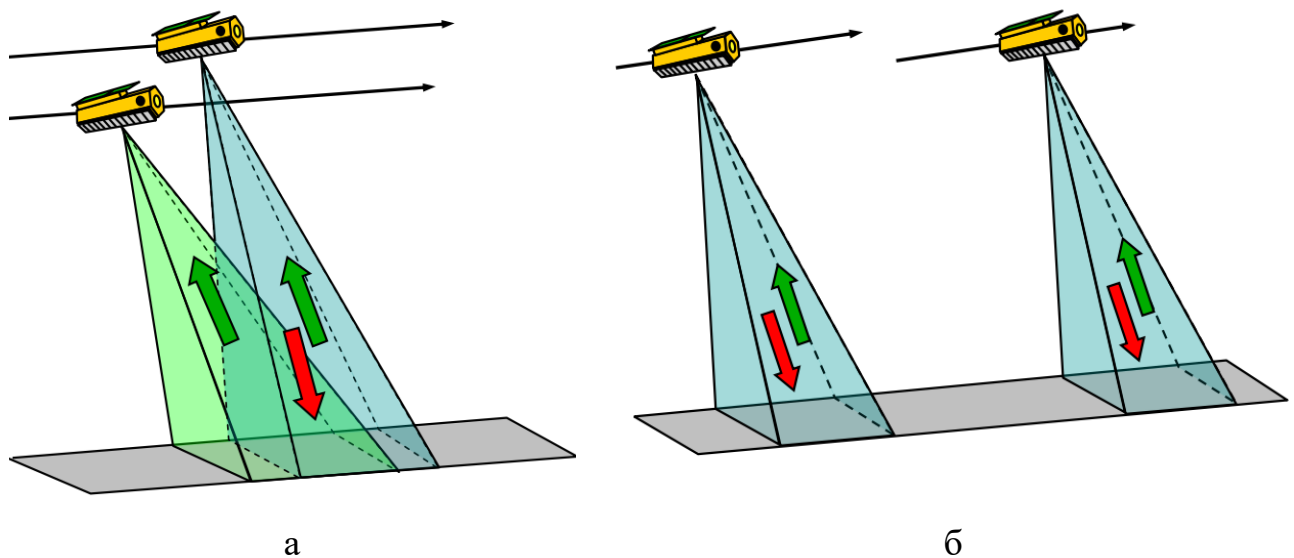


Рисунок 1.3 – Геометрія роботи тандему супутників TerraSAR-X та TanDEM-X:
а – бістатичному режим; б – режим переслідування. Взято з [41]

Наукові цілі місії полягають у тому, щоб зробити багаторежимні дані X-діапазону з високою роздільною здатністю доступними для широкого спектру наукових застосувань у таких галузях, як гідрологія, геологія, кліматологія, океанографія, моніторинг навколишнього середовища та стихійних лих, картографія (створення цифрових моделей рельєфу) з використанням інтерферометрії та стереометрії.

Приклад отриманих зображень за допомогою тандему супутників відображено на рисунку 1.4.

RADARSAT (-2 / Constellation)

RADARSAT-2 є комерційним супутником радіолокаційної розвідки, що забезпечує безперервний збір даних для моніторингу навколишнього середовища, управління природними ресурсами та спостереження за узбережжям. Є наступником RADARSAT-1 [43].

RADARSAT-2 має один модуль – радар із синтезованою апертурою, що працює у С-діапазоні. Модуль працює на частоті 5,4 ГГц і здатний здійснювати повну поляриметричну зйомку. Кілька різних режимів роботи (стандартний, висока роздільна здатність, широкий/вузький ScanSAR, поляриметричний стандартний/високої роздільної здатності, Multi-Look високої роздільної здатності і надвисокої роздільної здатності) дозволяють використовувати супутник в різних сферах [44].

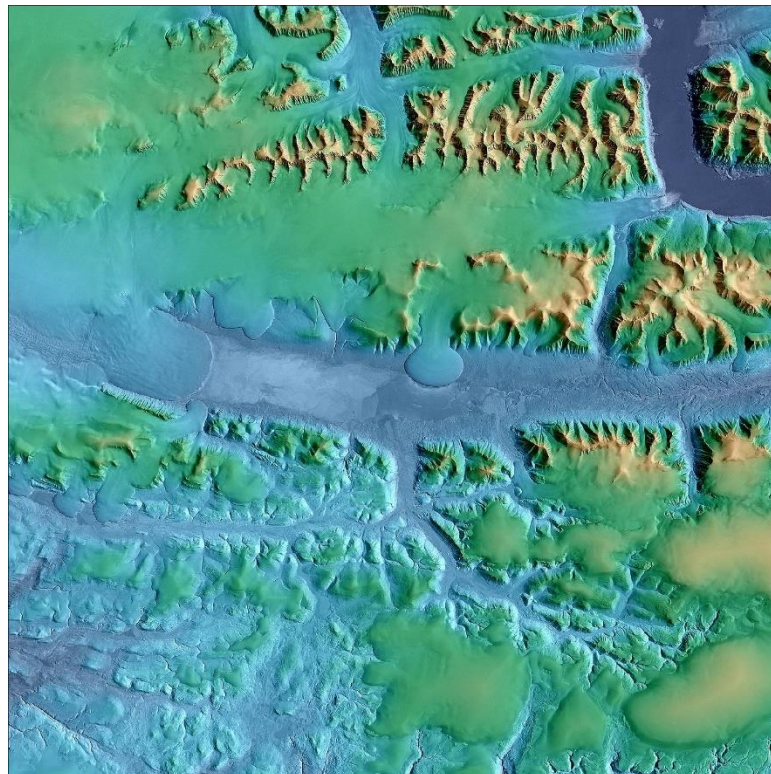


Рисунок 1.4 – Цифрова модель рельєфу групи льодовиків Гренландії отримана тандемом супутників TSX/TDX. Взято з [42]

РСА, встановлений на борту RADARSAT-2, має роздільну здатність зображення від 3 до 100 м, що є покращенням у порівнянні з РСА RADARSAT-1,

який мав роздільну здатність від 10 до 100 м. RADARSAT-2 здатний до лівостороннього або правостороннього огляду з шириною полоси зйомки від 150 до 500 км (кути падіння від 20 до 49°) в залежності від режиму роботи. Покриваючи смугу від 20 км до 500 км, RADARSAT-2 забезпечує майже глобальне покриття протягом одного тижня при роботі в режимі широкого ScanSAR, але необхідно більше часу глобального покриття в інших режимах роботи з вищою просторовою роздільною здатністю.

У режимі надвисокої роздільної здатності у RADARSAT-2 реалізується режим «подвійного приймання», що забезпечує роздільну здатність радіолокаційного зображення у 3 x 3 м. Подвійний прийом реалізується за рахунок часткового розширення ДС антени на передавання (шляхом введення квадратичного розподілу фази за апертурою активної фазованої антенної решітки), розділення АФАР на дві секції за азимутом із незалежним прийманням сигналів від кожної секції. Роздільна здатність за азимутом покращується приблизно в 2 рази [45].

Супутник RADARSAT-2 має вигляд наведений на рисунку 1.5.

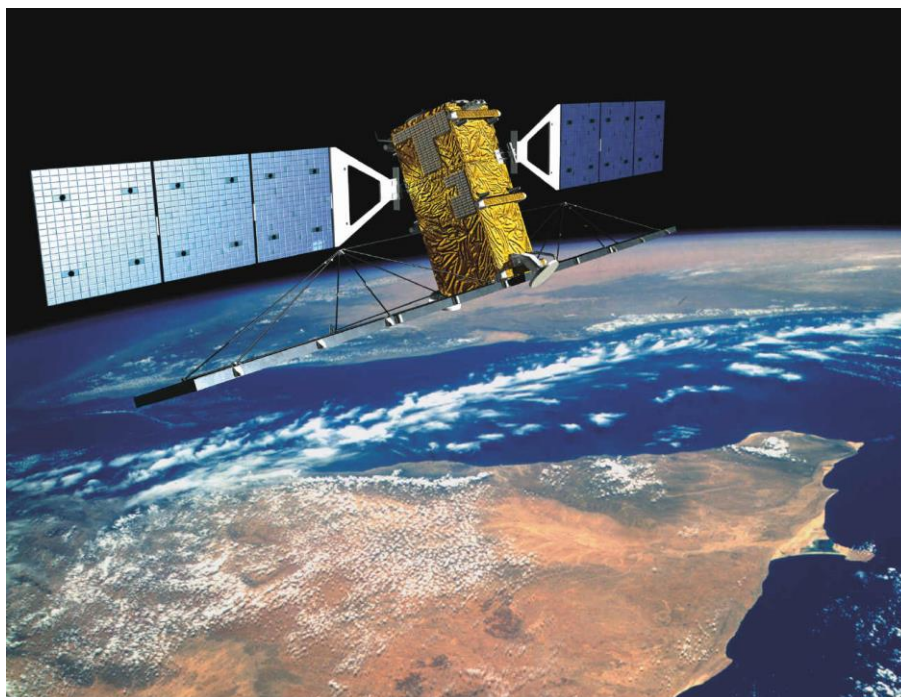


Рисунок 1.5 – Супутник RADARSAT-2 при виконанні місії. Взято з [46]

З огляду на те, що кінець місії RADARSAT-2 очкується у квітні 2024 року, розробники вирішили запустити вже не поодинокі супутники, а одразу сузір'я.

Супутникова місія RADARSAT Constellation Mission (RCM) – це угруповання з трьох супутників, розроблене та експлуатується CSA (Канадським космічним агентством) за підтримки приватного сектору. Запущена 12 червня 2019 року з очікуваним терміном експлуатації 7 років, RCM має на меті забезпечити безперервність передачі даних у С-діапазоні для існуючих користувачів RADARSAT-1 та -2, а також забезпечити щоденне покриття канадських вод для моніторингу кораблів, льоду (рисунок 1.6) та нафтових розливів [47].

РСА у RCM має роздільну здатність зображення від 3 до 100 м і з шириною поля огляду від 350 до 500 км (20-49° від надиру). Використовуючи всі три супутники, кожен з яких покриває смугу від 20 до 500 км, RCM забезпечує майже глобальне покриття (95%) Земної кулі за 4 дні з усіх трьох супутників, коли працює в режимі з низькою роздільною здатністю [48].

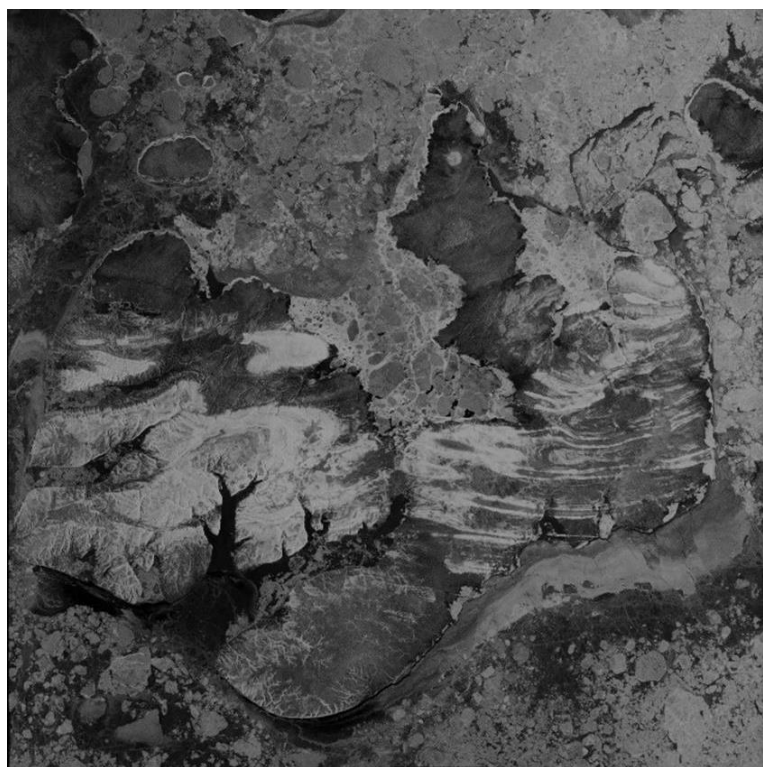


Рисунок 1.6 – Чорно-біле зображення острову Меллівіл, Канада. Взято з [49]

ICEYE Microsatellites Constellation

Мабуть, найбільш відомим для українців став названий «народний супутник», а якщо бути більш точними – сузір'я супутників. Сузір'я ICEYE являє собою угруповання супутників X-діапазону. Станом на листопад 2023 сузір'я налічує в собі 31 мікросупутник (рисунок 1.7).

На кожному супутнику сузір'я ICEYE встановлено РСА X-діапазону, що дозволяє постійно спостерігати за Землею. ICEYE використовує частоту X-діапазону у 9,75 ГГц на довжині хвилі близько 3 см і має частоту імпульсів у 2-10 кГц [50].

Здатність ICEYE здійснювати постійний моніторинг має значення для виявлення високочастотних змін і реагування на реальні події, які вимагають прийняття багатьох рішень; прикладами цього є стихійні лиха, такі як повені, моніторинг суден і моніторинг нафтових розливів. Дані ICEYE використовуються в різних галузях, включаючи енергетичну, комунальну, гірничодобувну, цивільну, морську та безпекову [51].

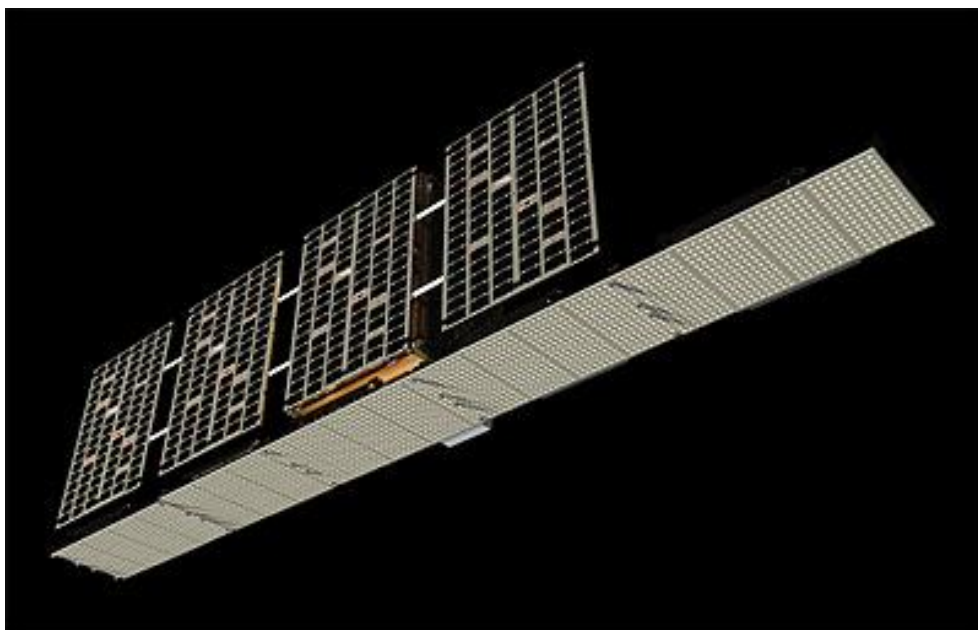


Рисунок 1.7 – Вигляд мікросупутника ICEYE (починаючи з четвертого).

Взято з [52]

ICEYE може отримувати зображення в 6 режимах (рисунк 1.8) [50]: Spot mode, Spot Fine mode, Spot Extended Area (SLEA) mode, Strip mode, Scan mode та Dwell mode.

Режим Spot забезпечує роздільну здатність на місцевості 1 x 1 м і здатний знімати сцену розміром 5 x 5 км під кутами падіння 20-35°. Режим SLEA забезпечує радіолокаційні зображення з дуже високою роздільною здатністю на місцевості у 1 x 1,0 м і розміром сцени 15 x 15 км, або похилу роздільну здатність 0,5 x 1 м при кутах падіння 20-35°. Strip режим дозволяє знімати ділянку Землі з просторовою роздільною здатністю 3 м і розміром сцени 30 x 50 км; він має роздільну здатність на місцевості 3 x 3 м і похилу роздільну здатність 0,5-2,5 м x 3 м при кутах падіння 15-30°. Режим Scan – це режим широкомасштабної зйомки, який дозволяє створити сцену розміром 100 x 100 км з роздільною здатністю на місцевості 15 x 15 м під кутами падіння 21-29°. Вищенаведені режими роботи були «початковими», які були реалізовані ще на початку життєвого циклу сузір'я мікросупутників ICEYE, з часом було реалізовано ще два додаткових режими – Spot Fine та Dwell. Spot Fine це режим роботи, при якому розмір сцени зйомки складає 5 x 5 км з просторовою розділовою здатністю 0,5 м при кутах падіння 20-35°.

Режим Dwell однойменна компанія виробник (та оператор) ICEYE вважає своїм найкращим досягненням й заявляє, що за допомогою цього режиму є можливість розрізнати й класифікувати об'єкти, можливість точного розділення штучних (навіть схованих у лісовому покриві) та природніх об'єктів, покращення отримуваних зображень та значне зменшення спеклів, детектування та аналізування руху об'єктів (до 25 секунд безперервного отримання інформації) [53].

У таблиці 1.1 [38, 40, 45, 48, 53-66] наведено перелік діючих космічних апаратів, що на своєму борту мають РСА та виконують місії дистанційного зондування Землі.

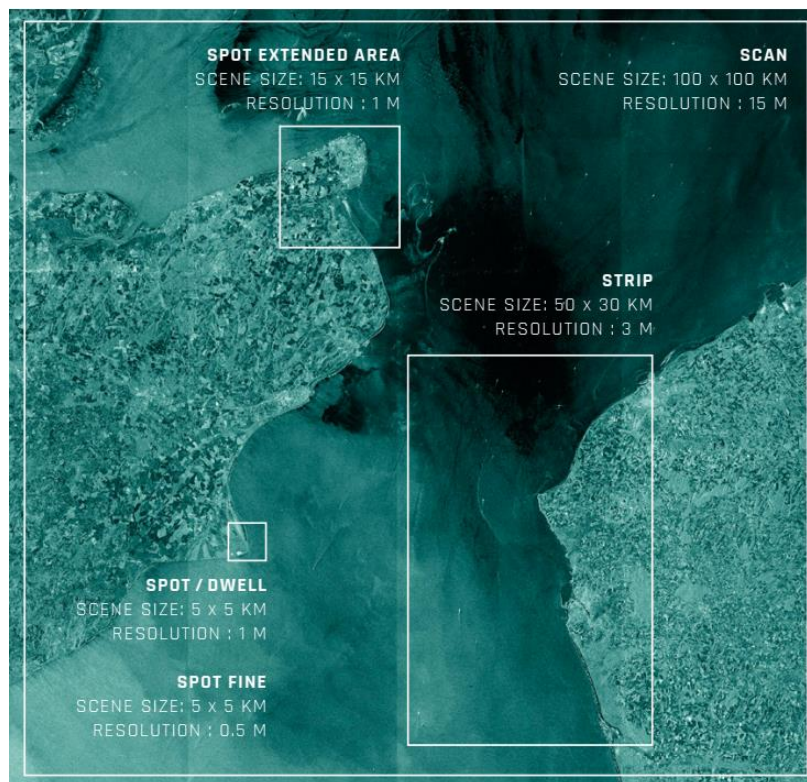


Рисунок 1.8 – Наочна репрезентація режимів отримання зображень сузір'ям ICEYE. Взято з [53]

Таблиця 1.1 – Космічні апарати дистанційного зондування та їх характеристики

Назва	Країна виробник	Довжина хвиль / робоча частота	Найкраща просторова роздільна здатність
1	2	3	4
Radarsat- 2/Constellation	Канада	С-діапазон, 5,405 ГГц	3 м
ALOS-2/Daichi-2	Японія	L-діапазон, 1257,5±21 МГц	3 м
SAR-Lupe-1, -2, -3, -4, -5	Німеччина	X-діапазон, 9,65 ГГц	0,5 м

Кінець таблиці 1.1

1	2	3	4
COSMO-SkyMed Second Generation (CSG)	Італія	X-діапазон, 9,6 ГГц	0,5 м
TerraSAR-X	Німеччина	X-діапазон, 9,65 ГГц	1 м
TanDEM-X	Німеччина	X-діапазон, 9,65 ГГц	1 м
TecSAR	Ізраїль	X-діапазон, 9,59 ГГц	1 м
RISAT-1	Індія	C-діапазон, 5,35 ГГц	1 м
Sentinel-1	Різні (Європейське космічне агентство)	C-діапазон, 5,405 ГГц	5 м
NISAR	США, Індія	L-діапазон, 1,25 ГГц, C-діапазон, 3,2 ГГц	3 м
PAZ	Іспанія	X-діапазон, 9,65 ГГц	1 м
SAOCOM-1A, - 1B	Аргентина	L-діапазон, 1,275 ГГц	10 м
Umbra SAR	США	X-діапазон, 9,8 ГГц	0,16 м
ICEYE Microsatellites Constellation	Фінляндія	X-діапазон, 9,75 ГГц	0,3 м
Capella Space	США	X-діапазон, 9,4-9,9 ГГц	0,25 м
NovaSAR-1	Велика Британія, Німеччина	S-діапазон, 3,1-3,3 ГГц	6 м
KOMPSAT-6	Південна Корея	X-діапазон, 9,66 ГГц	0,5 м

Більшість з вищенаведених космічних апаратів (космічних місій) мають на своїх бортах РСА, що, у більшості, оперують на довжинах хвиль Х-діапазону та частотах від 9,4 до 9,9 ГГц (винятками слугують такі місії як Radarsat, RISAT, Sentinel – оперують у С-діапазоні; ALOS-2, SAOCOM – L-діапазон; NovaSAR - S-діапазон; РСА NISAR, у свою чергу, взагалі має можливість працювати у двох діапазонах – L та С). Зазвичай РСА мають декілька режимів зйомки, усі вони відрізняються як просторовою роздільною здатністю так й площею отримання зображення на поверхні Землі. Майже завжди постає вибір – що отримувати на виході – більшу площу зображення з роздільною здатністю у десятки метрів чи менший відтинок земної поверхні, але з роздільною здатністю у метри (чи навіть десятки сантиметрів). Найкращі показники роздільної здатності мають РСА місій Capella Space, ICEYE та Umbra SAR. Серед них треба відзначити саме останню, бо роздільна здатність РСА цього космічного супутника сягає 0,16 м, що є безпрецедентною для радіолокаційних зображень цивільного призначення (хоча, згідно з законами США, заборонено продавати радіолокаційні зображення з роздільною здатністю краще за 24 см). Таким чином, можна сказати, що сучасний стан розвитку системи дистанційного зондування Землі з бортів ЛА космічного базування надає можливості отримувати радіозображення з надвисокою роздільною здатністю.

1.2 Загальні принципи методу апертурного синтезу

Метод апертурного синтезу, розроблений Мартіном Райлем ще у минулому столітті, використовує велику кількість антен розташованих у вигляді масиву для отримання зображень з високою роздільною здатністю.

Системи апертурного синтезу мають найбільше розповсюдження у радіо астрономії. До сих пір використовуються, та з'являються нові, системи апертурного синтезу, які розглянуті далі.

Найпростішим описом фізичної реалізації системи апертурного синтезу є розташування антен у масиві і розгляд їх як пар інтерферометрів. Таким чином

можна отримати синтезовану антену з більшим діаметром. Це досягається за рахунок спостереження одного й того ж джерела усіма антенами у масиві, об'єднання результатів від кожної пари антен і математичної обробки цих даних. Це надає можливості отримати роздільну здатність тотожну роздільній здатності однієї великої антени (з діаметром, що дорівнює найбільшій відстані між антенами в масиві) [67].

Окремо треба відзначити, що метод апертурного синтезу надає лише покращену роздільну здатність, але не чутливість. Чутливість, натомість, залежить від загальної площі отримання інформації, яка для масиву антен є сумою ефективних площ усіх антен у масиві. Наприклад, Jansky Very Large Array має покращення роздільної здатності у 1000 разів (порівнюючи з однією антеною з масиву), натомість має збільшення чутливості – лише у 27 разів [68].

Для розуміння функціонування такої технології як апертурний синтез, необхідно розглянути її загальні засади. Функцію в просторі можна розкласти на гармонійні складові. Кожна з цих складових характеризується своїм кутовим розміром. Еквівалентом періоду функції за часом є величина кутового розміру, яку можна виявити за допомогою антени діаметром D , де $\varphi = \lambda/D$ – дифракційний розмір. Величина D/λ називається просторовою частотою. Для двовимірного розподілу яскравості просторові частоти визначаються як $u = D_1/\lambda$ і $v = D_2/\lambda$, де D_1 і D_2 – розміри антени у двох взаємно перпендикулярних напрямках.

Фур'є-перетворення від $T_b(\theta, \varphi)$ надає нам інформацію про амплітуди та фази цих компонент, залежних від просторових частот u , v , що називається спектром просторових частот.

Фур'є-перетворення від антенної температури T_a називається функцією видності

$$\tilde{T}_a(u, v) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} T_a(\theta, \varphi) \exp(-i \cdot 2\pi(\theta u + \varphi v)) d\theta d\varphi. \quad (1.1)$$

Фур'є-перетворення від діаграми спрямованості $A(\theta, \varphi)$ називається просторово-частотною характеристикою антени

$$\tilde{A}(u, v) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} A(\theta, \varphi) \exp(-i \cdot 2\pi(\theta u + \varphi v)) d\theta d\varphi. \quad (1.2)$$

У першому підході для отримання зображення антена температура представляє собою згортку істинного розподілу яскравості джерела з діаграмою спрямованості антени:

$$T_a = T_b * A. \quad (1.3)$$

Застосуємо перетворення Фур'є до обох частин рівняння і скористаємося першою теоремою згортки, яка стверджує, що перетворення Фур'є від згортки двох функцій дорівнює добутку перетворень Фур'є цих функцій

$$F(k_1 * k_2) = F(k_1) \cdot F(k_2), \quad (1.4)$$

Отримаємо рівняння

$$\tilde{T}_a(u, v) = \tilde{T}_b(u, v) \cdot \tilde{A}(u, v). \quad (1.5)$$

Таким чином, функція видності знаходиться як просторовий спектр, помножений на просторово-частотну характеристику радіотелескопа.

Використовуючи другу теорему згортки (перетворення Фур'є від добутку двох функцій дорівнює згортці цих функцій), можна показати, що просторово-частотна характеристика антени відповідає функції автокореляції розподілу поля по апертурі (воно ж діаграми спрямованості опромінювача):

$$\tilde{A} = E * E^*. \quad (1.6)$$

Інший підхід до отримання зображення, починаючи з поля E в апертурі, включає такі кроки:

- просторово-частотна характеристика є функцією автокореляції розподілу поля в апертурі;
- функція видимості (зображення об'єкта) являє собою добуток просторового спектра джерела та просторово-частотної характеристики антени;
- істинний розподіл яскравості джерела T_b визначається шляхом зворотного перетворення Фур'є від просторового спектра:

$$T_b(\theta, \varphi) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} T_b(u, v) \exp(+i \cdot 2\pi(\theta u + \varphi v)) dudv. \quad (1.7)$$

При цьому необхідно визначити як амплітудний, так і фазовий просторовий спектр у обох координатах.

На рисунку 1.9, а, вгорі показано функцію $T_b(\theta)$ та її амплітудний просторовий спектр $\tilde{T}(u)$, а також діаграму спрямованості антени та $A(\theta)$ її просторово-частотну характеристику $\tilde{A}(u)$ за однією координатою. Просторово-частотна характеристика обмежується максимальною базою спостереження на частоті u_{\max} . Якщо спектр розподілу яскравості ширший за спектр діаграми спрямованості, то при частоті u_{\max} відбувається обрив спектра просторових частот, що призводить до згладжування розподілу яскравості джерела і втрати дрібних кутових деталей. Чим більше дрібних деталей присутні в розподілі яскравості джерела, тим ширший його спектр $\tilde{T}_b(u)$. Це продемонстровано на рисунку 1.9, б.

Для того щоб зображення точно відображало істинний розподіл яскравості, необхідно отримати весь його спектр, тобто бази, що відповідають граничній частоті просторового спектра. Окрім цього, для відновлення зображення потрібно

отримати фазовий спектр, який є залежністю фази прийнятого випромінювання від просторових частот u, v .

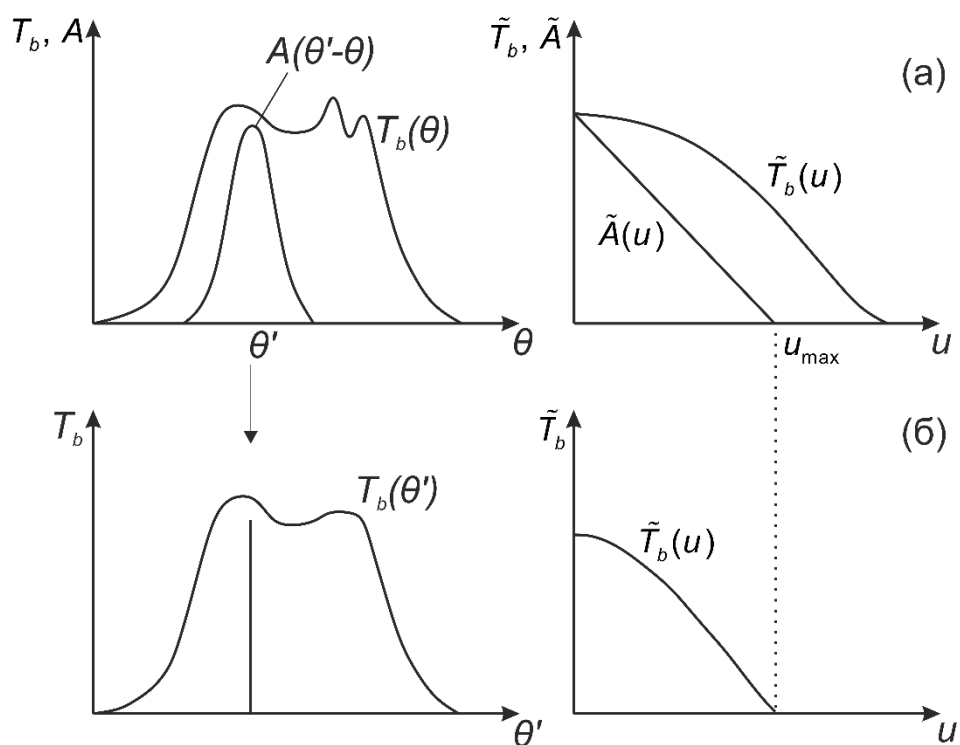


Рисунок 1.9 – До пояснення принципу апертурного синтезу: а – розподіл радіояскравості за джерелом і його просторовий спектр; б – спостережуваний розподіл цих параметрів джерела з діаграмою антени A

Припустимо, що у нас є дві антени, розміщені на рейках із максимальною відстанню між ними, яка дорівнює d , й ці антени спрямовані на джерело. У кожній антені джерело індукує напругу: $V_1(t)$ у першій антені та $V_2(t)$ у другій. Якщо антени спрямовані на точкове джерело, яке проходить через центр бази (тобто напрямом на джерело перпендикулярний бази), то коефіцієнт кореляції цих напруг буде дорівнювати одиниці. Якщо ж джерело є протяжним, то випромінювання від різних частин джерела доходить до антен з різними фазами, і коефіцієнт кореляції буде меншим за одиницю. Величина $\overline{V_1 \cdot V_2^*}$ відображає ступінь когерентності отриманого випромінювання, де риска ($\overline{\quad}$) означає статистичне усереднення.

Нормована функція взаємної когерентності (функція кореляції) вхідного випромінювання дорівнює

$$K = \frac{\overline{V_1 \cdot V_2^*}}{V_1 \cdot V_1^*} = \frac{\tilde{T}_a(d/\lambda)}{\tilde{T}_a(0)}. \quad (1.8)$$

У знаменниках знаходяться нормувальні величини, тобто приводять максимуми до одиниці. З цієї формули випливає, що для отримання гармоніки у функції видності на частоті d_i/λ необхідно визначити коефіцієнт кореляції, який є добутком напруг, виміряних двома антенами з базою d_i з урахуванням фаз.

Отже, на основі цього, вимірюючи коефіцієнт кореляції напруг, що наводяться у двох антенах, отримуємо одну точку у функції видності. Переміщуючи антени вздовж рейок, формуються бази від 0 до d_{max} , що дозволяє отримати функцію видності повністю за однією координатою на частотах від $u = 0$ до u_{max} .

Очевидно, що функція видності визначається за результатами спостережень з використанням рознесених антен. Використовуючи добуве обертання Землі, ми можемо отримати функцію видності повністю або частково також за другою координатою.

При певному положенні бази і нахилів джерела, дві антени, розташовані на рейках, можуть забезпечити таку ж роздільну здатність, як і одиночна антена діаметром d_{max} . Таким чином здійснюється *послідовний апертурний синтез*.

Процес отримання двовимірної функції видності часто називають заповненням uv -площини. Відсутність будь-яких баз дає «дірки» на uv -площини. Зменшення кількості таких дірок покращує якість зображення.

Невирішеними, але важливими, залишаються два питання: яку роздільну здатність зображення можна досягти з цією максимальною базою, а також з якими інтервалами слід переміщувати антени всередині максимальної бази, щоб зберегти якість зображення?

Відповідь на ці питання надає теорема Котельникова. Відповідно до цієї теореми, будь-яка безперервна функція $f(x)$, спектр якої обмежений смугою частот

ΔF , може бути повністю визначена послідовністю значень, лічених через інтервали

$$\Delta x = \frac{1}{2\Delta F}. \quad (1.9)$$

Згідно з цією теоремою, детальність зображення дорівнює

$$\Delta\theta = \frac{1}{2d_{\max}}. \quad (1.10)$$

Отримано формулу роздільної здатності згідно з Релеєм. Зворотна задача полягає у наступному: якщо джерело є обмеженим у просторі та його розмір становить θ_u , то для відновлення розподілу яскравості необхідно здійснювати вимірювання через інтервали

$$\Delta u = \frac{1}{2\theta_u}. \quad (1.11)$$

У такому разі кількість необхідних перестановок антени дорівнює

$$n = \frac{u_{\max}}{\Delta u} = \frac{2d_{\max} \cdot \theta_u}{\lambda} = \frac{\theta_u}{\Delta\theta}. \quad (1.12)$$

Процес отримання зображення за допомогою двох антен є довготривалим, тому зазвичай використовується кілька антен. Наприклад, застосовуються решітки антен, системи антен, розташовані у формі хреста або по кільцю тощо. У такому випадку ми маємо різні бази і можемо одночасно заповнювати uv -площину відповідно до цих баз. Це вже *паралельний апертурний синтез*.

Фізичний сенс просторово-частотної характеристики $\tilde{A}(u, v)$ полягає в тому, що вона визначає кількість однакових баз, які беруть участь у формуванні

цієї просторової частоти. Для складних антен обчислення просторово-частотної характеристики є значно легшим завданням, ніж отримання діаграми спрямованості $A(\theta, \varphi)$. Наприклад, у суцільній лінійній решітці існує багато маленьких баз, тоді як максимальна база, довжина якої дорівнює довжині решітки, є лише одна [19, 69, 70].

1.3 Системи апертурного синтезу наземного та космічного базування

За допомогою двох антен можна отримати гарне достатнє зображення. Однак це досить довгий процес. Тому зазвичай використовують композицію з декількох антен. Частина з них може бути розташована стаціонарно, частина – переміщатися на рейках. Антени апертурного синтезу також називають антенами з незаповненою апертурою. Зрозуміло, що основним завданням під час проектування антен апертурного синтезу є отримання якомога більшої кількості баз від нуля до d_{\max} [70].

Розгляньмо деякі сучасні системи апертурного синтезу як наземного, так і космічного базування.

Почнемо з системи, що вже згадувалася вище у контексті радіотелескопів – **Karl G. Jansky Very Large Array (VLA)** або ж українською Дуже Великий Масив (Антенна Решітка) ім. Карла Янського (рисунок 1.10). Це велика антенна решітка Y-типу, що побудована у штаті Нью-Мексико у Сполучених Штатах Америки.

На рейкових коліях розташовано 27 параболоїдів повного оберту діаметром 25 м кожен. Довжина кожного відростка (руки) антенної системи становить 21 км. Максимальна відстань між крайніми антенами становить 36,4 км. Можливі 4 різні конфігурації, при цьому максимальний рознос антен скорочується до 1,03 км. Радіотелескоп працює в діапазоні хвиль 1,3 / 2 / 3,6 / 6 і 20 см у режимі послідовного або паралельного синтезу. На частоті 300 МГц синтезована роздільна здатність становить 0,4 x 0,4 кутових секунд. Максимальна ж кутова роздільна здатність становить 0,04 кутових секунд [71, 72]. Приклади отриманих зображень за допомогою VLA можна побачити на рисунках 1.11 та 1.12.



Рисунок 1.10 – Зовнішній вигляд Very Large Array . Взято з [73]

Принцип роботи антенної системи VLA заснований на суперсинтезі Райла, однак тут у синтезі одночасно беруть участь $N(N - 1)$ пар елементів ($N = 27$). Це істотно зменшує час, який необхідний для отримання повного синтезу розподілу радіояскравості досліджуваної ділянки неба. У системі Райла один із вимірів на u, v -площині завжди синтезується тільки завдяки обертанню Землі, тоді як у системі VLA конфігурація в розташуванні антен має два виміри. З цієї причини немає необхідності в півдобових синтезах.

Нормальне заповнення u, v -площини в системі VLA досягається і при короткочасному супроводі джерела, а в деяких випадках і миттєво.

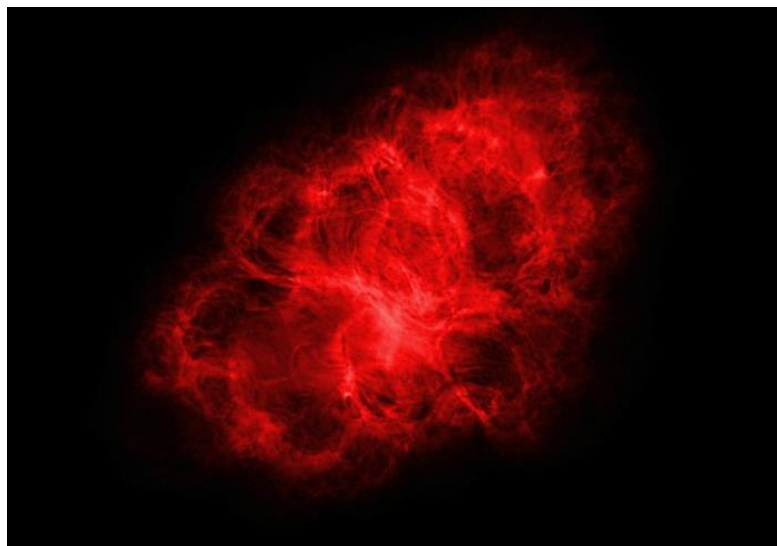


Рисунок 1.11 – Зображення Крабоподібної туманності отримане за допомогою VLA. Взято з [74]

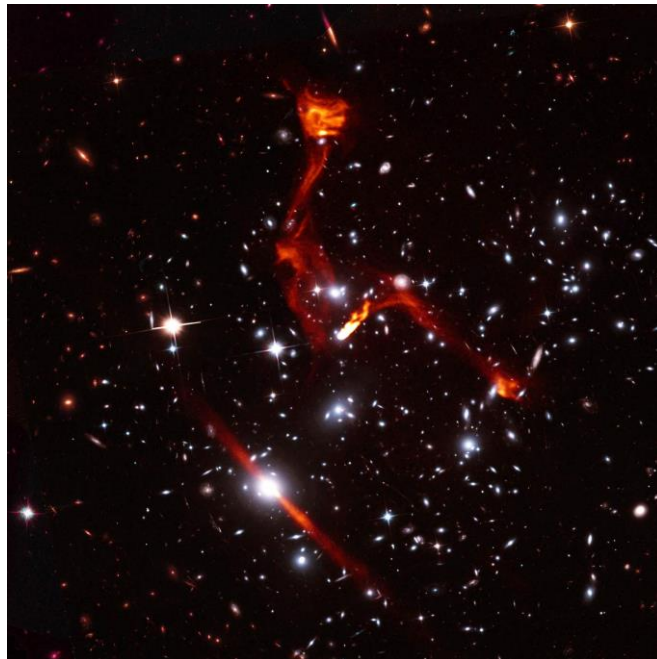


Рисунок 1.12 – Зображення скупчення галактик MACSJ0717.5+3745 за допомогою VLA та телескопа Габбла. Взято з [75]

Іншим прикладом системи апертурного синтезу в якій використовується принцип побудови Y-типу є радіотелескоп метрових та дециметрових хвиль розташований поблизу Пуна, Індія **Giant Metrewave Radio Telescope (GMRT)** (рисунок 1.13). GMRT складається з 30 параболоїдів, 16 з яких розташовані у формі Y-решітки, інші 14 антен розташовані випадковим чином за 2 км від центральної частини. Діаметр антен 45 м. Максимальна база становить 25 км. Усі антени стаціонарні [76].



Рисунок 1.13 – Giant Metrewave Radio Telescope. Взято з [77]

Радіотелескоп оперує у частотах між 150 МГц та 1,4 ГГц. Якщо конкретніше, то у 5 діапазонах: 150-156 МГц, 232-244 МГц, 315-335 МГц, 590-640 МГц та 1000-1450 МГц.

Кожна антена GMRT це антена дзеркального типу, що має альт-азимутальне монтування. Відбиваюча поверхня будується за принципом «натягнутої сітки» (Stretched Mesh Attached to Rope Trusses, SMART). Розмір дротяної сітки відповідає великим довжинам хвиль і варіюється від 10 x 10 мм всередині та до 20 x 20 мм у зовнішній третині поверхні тарілки. В результаті ефективність варіюється від 60%, при частотах нижче 1 ГГц, до 40% на 1,4 ГГц. Антени можуть забезпечувати покриття під кутом нахилу від -55° до $+90^{\circ}$. Обертальна башта в фокусі дає змогу обертати різні фідери для зміни частотних діапазонів (рисунок 1.14).

Цифрова частина має особливе значення, оскільки FX корелятор, створений вченими та інженерами GMRT, є «серцем» приймача. Він містить семплери, систему затримки, конвеєрне ШПФ і помножувач та накопичувач (multiplier and accumulator, MAC).

Сигнал базової смуги частот дискретизується (4 біти) і компенсується затримками розповсюдження. Потік даних піддається перетворенню Фур'є і усереднюється, щоб отримати 128 каналів по всій смузі. Ширина каналу може коливатися від 128 кГц до 0,5 кГц із загальною смугою пропускання від 16 МГц до 64 кГц у кожній бічній смузі для кожної поляризації. Двосмугова кореляційна система дає 4 виходи, 2 RR і 2 LL, що фактично подвоює ширину смуги пропускання системи. Однак, вона також може бути запрограмована на отримання 4 параметрів Стокса для однієї з двох бічних смуг. Час інтегрування можна змінювати від 128 мс до 16 секунд залежно від кількості баз і спектральних каналів. Дані з антен також можна об'єднати в один часовий ряд спектрів з інтервалом дискретизації 16 мс. Дані можуть бути об'єднані або як напруги (когерентне додавання), або як потужності (некогерентне додавання) в залежності від вимог місії [78].



а



б



в



г

Рисунок 1.14 – Фідери антен Giant Metrewave Radio Telescope різних діапазонів частот: а – 315-335 МГц; б – 590-640 МГц та 232-244 МГц; в – 150-156 МГц; г – 1000-1450 МГц. Взято з [78]

Побачити зображення у формуванні якого приймав участь й GMRT можна побачити на рисунку 1.15.

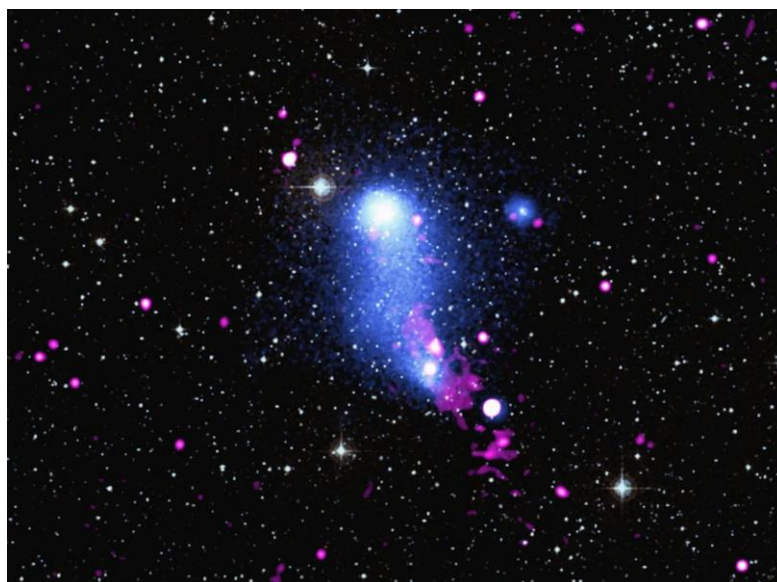


Рисунок 1.15 – Зображення скупчення Abell 2384, у побудові якого приймав участь радіотелескоп GMRT. Взято з [79]

На відміну від Т- та Y-побудови або ж побудови за хрестом (хрест Міллса) існує інший підхід, визначений як системи з випадковим розташуванням антен. Один з найвідоміших радіотелескопів сучасності, що має таку побудову, є **Atacama Large Millimeter/sub-millimeter Array** (ALMA, *неоф. укр.* Великий міліметровий радіотелескоп Атакама), що розташований у пустелі Атакама, Чилі. Наразі це найбільший радіотелескоп у світі. Цей проєкт є результатом взаємодії країн Європи (ESO), Північної Америки (NRAO) та Східної Азії (NAOJ) у співпраці з Республікою Чилі [80]. Вид згори на Atacama Large Millimeter/sub-millimeter Array відображено на рисунку 1.16.



Рисунок 1.16 – Одна з можливих конфігурацій ALMA. Взято з [80]

Цей радіотелескоп складається з 66 антен, які працюють на довжинах хвиль від 0,32 до 3,6 мм. Основна решітка має п'ятдесят антен, діаметр кожної з них складає 12 м. До системи також входять компактна решітка з чотирьох антен діаметром 12 метрів і 12 антен діаметром 7 метрів. Антени ALMA можна конфігурувати по-різному, розташовуючи їх на відстані від 150 метрів до 16 кілометрів, що дозволяє отримувати зображення, чіткіші за зображення з космічного телескопа «Габбл». Більш розширена решітка дає можливість ALMA розрізняти більш дрібні деталі, тоді як більш компактні решітки дають кращу чутливість для спостереження за більш «тьмяними» об'єктами. Кутова розділова

здатність ALMA лежить у межах від 12,5 кутових секунд до 0,009 кутових секунд в залежності від робочої частоти та конфігурації антен. Побудова решітки може змінюватися, в залежності від потреб проєктів в яких приймає участь ALMA, за допомогою спеціальних транспортерів [81].

Ще під час побудови ALMA, у 2011 року, були проведені низка експериментів з отримання зображень космосу за допомогою наявної комбінації антен. Це було зроблено, щоб попередньо оцінити майбутній потенціал радіотелескопу. Одним з таких тестуванням було спостереження пари галактик, що зіштовхуються, з різко спотвореними формами, відомими як Галактики Антени. Хоча ALMA не спостерігав повного злиття галактик, результатом стало найкраще зображення Галактик Антени у субміліметровому діапазоні хвиль, яке коли-небудь було зроблене (рисунок 1.17). На цьому зображенні видно хмари щільного холодного газу, з якого утворюються нові зорі, що їх не можна побачити у видимому діапазоні.

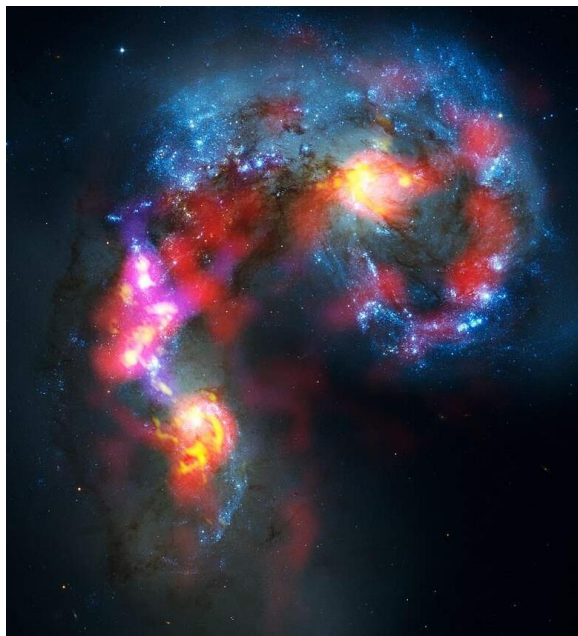


Рисунок 1.17 – Зображення Галактик Антени за допомогою ALMA та телескопу Габбл. Взято з [82]

Вже після запуску, у 2014 році, було оприлюднене зображення протопланетного диска навколо HL Тельця, на якому видно серію концентричних яскравих кілець, розділених проміжками, що вказує на формування протопланет.

Станом на 2014 рік більшість теорій не очікували утворення планет у такій молодій (100000-1000000 років) системі, тому нові дані спричинили появу нових теорій розвитку протопланет.

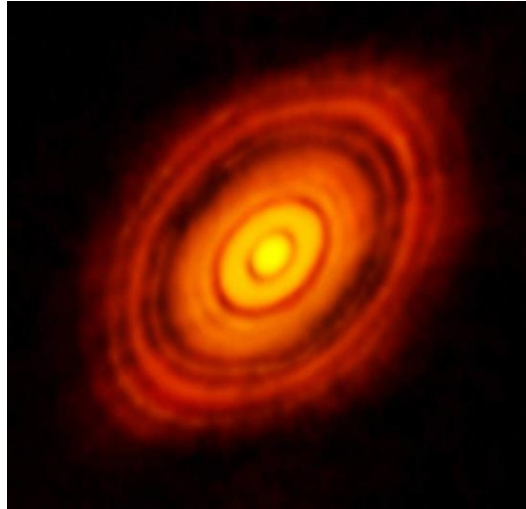


Рисунок 1.18 – Зображення протопланетного диску HL Тельця. Взято з [83]

Один із нещодавно збудованих та запущених у роботу радіотелескопів є **MeerKAT**, що розташовано у Національному парку Меркат, що у Південно-Африканській Республіці. Розробка цього радіотелескопу почалася у 2003 році, а повноцінний запуск відбувся у 2018 [84].

Телескоп MeerKAT (рисунок 1.19) – це масив з 64 взаємопов’язаних рецепторів (рецептор – це повна структура антени, з головним рефлектором, допоміжним рефлектором і всіма встановленими приймачами, оцифровувачами та іншою електронікою). Розміщення приймачів визначається науковими завданнями телескопа. 48 приймачів зосереджені в зоні ядра, діаметром приблизно 1 км. Найбільша відстань між будь-якими двома приймачами (так звана максимальна база) становить 8 км. Поворотний пристрій антени складається з головного рефлектора з ефективним діаметром 13,5 м і допоміжного рефлектора з діаметром 3,8 м. Сукупна точність поверхні двох рефлекторів надзвичайно висока: відхилення від ідеальної форми не перевищує 0,6 мм середньоквадратичного відхилення. Основна поверхня рефлектора складається з 40 алюмінієвих панелей, встановлених на сталевому опорному каркасі.



Рисунок 1.19 – Угруповання антен радіо телескопа MeerKAT. Взято з [85]

MeerKAT оперує у трьох головних діапазонах частот: від 900 до 1670 МГц (L-діапазон довжин хвиль), від 580 до 1015 МГц (дециметровий діапазон хвиль) та від 1750 до 3500 МГц (S-діапазон довжин хвиль). Останні наукові доробки доповідають про кутову роздільну здатність, приблизно, від 8 до 4 кутових секунд (на частоті 1,28 ГГц) [86]. Ті ж самі наукові доробки надають результати роботи – радіозображення космічних об'єктів, один з результатів роботи можна побачити на рисунку 1.20.

Багато з розглянутих вище радіо телескопів приймають участь у більш глобальних проєктах, які намагаються побудувати чи не найбільшу антенну решітку, тим самим реалізувати величезну максимальну базу. Одним з таких проєктів, що є у розробці є Square Kilometre Array з ідеєю у побудові зони прийому сигналів у один квадратний кілометр. Для цього будуються антенні решітки, що працюють у різних діапазонах частот, у різних кутках планети. До таких відносяться 131072 низькочастотних (для роботи у діапазоні від 50 до 350 МГц) антени у Західній Австралії з максимальною базою у 65 км; та 197 антен середньої (для роботи у діапазоні від 350 МГц до 15,4 ГГц) частоти у Південній Африці з максимальною базою у 150 км. Для підвищення якості отримуваних зображень будуть використовуватися вже існуючі радіо телескопи такі як раніше розглянуті Very Large Array, Giant Metrewave Radio Telescope, MeerKAT та інші. Добудова та повноцінне введення у роботу заплановано у 2028 році [87].

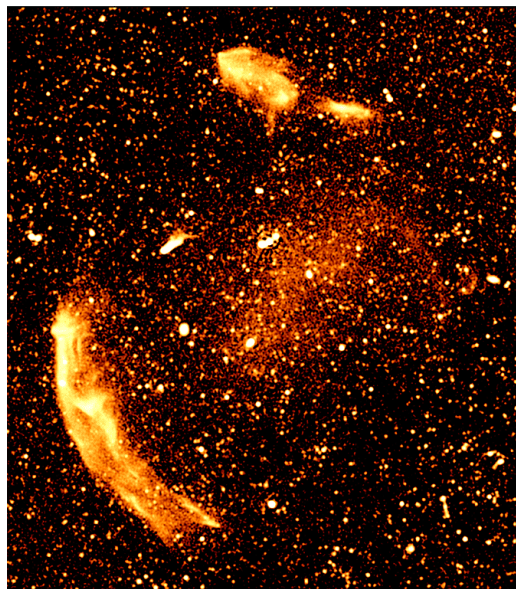


Рисунок 1.20 – Радіозображення скупчення галактик MSX J0352.4-7401 отримане за допомогою MeerKAT. Взято з [88]

Сучасні системи наземного базування, що використовуються по теперішній час та їх робочі параметри наведено у таблиці 1.2 [72, 78, 81, 86, 89-99].

Таблиця 1.2 – Радіотелескопи, що реалізують технологію апертурного синтезу

Назва	Країна розташування	Робочий діапазон частот	Найкраща кутова роздільна здатність
1	2	3	4
Karl G. Jansky Very Large Array	США	у діапазонах від 74 МГц до 50 ГГц	0,04 кутових секунди
Giant Metrewave Radio Telescope	Індія	у діапазонах від 150 МГц до 1450 МГц	2 кутових секунди
Atacama Large Millimeter/sub-millimeter Array	Республіка Чилі	у діапазонах від 31 до 1000 ГГц	0,009 кутових секунди

Продовження таблиці 1.2

1	2	3	4
MeerKAT	ПАР	у діапазонах від 580 до 3500 МГц	4 кутових секунди
Allen Telescope Array	США	у діапазонах від 500 МГц до 11,2 ГГц	невідомо
Korean VLBI Network	Південна Корея	в у діапазонах від 21 до 150 ГГц	0,005 кутових секунди
Murchison Widefield Array	Австралія	у діапазонах від 80 до 300 МГц	~1 кутових хвилин
Australia Telescope Compact Array	Австралія	у діапазонах від 1,1 ГГц до 105 ГГц	40 кутових секунди
Multi-Element Radio Linked Interferometer Network	Англія	у діапазонах від 151 МГц до 24 ГГц	0,04 кутових секунди
Very Long Baseline Array	США	у діапазонах від 0,3 до 96 ГГц	0,0017 кутових секунди
Nobeyama Millimeter Array	Японія	у діапазонах від 80 до 230 ГГц	~1,08 кутових секунд
Delingha 13.7 m	КНР	у діапазонах від 85 до 115 ГГц	3,7 кутових секунди
Taeduk Radio Astronomy Observatory	Південна Корея	у діапазонах від 85 до 115 ГГц	невідомо

Кінець таблиці 1.2

1	2	3	4
Combined Array for Research in Millimeter-wave Astronomy	США	у діапазонах від 30 до 270 ГГц	2,5 кутових секунди
Submillimeter Array	США	у діапазонах від 180 до 418 ГГц	6 кутових секунд
Brazilian Decimetric Array	Федеративна Республіка Бразилія	у діапазонах від 1,2 до 6 ГГц	3 кутових секунди
Cosmology Large Angular Scale Surveyor	Республіка Чилі	у діапазонах від 40 до 214 ГГц	невідомо

Окремо можна розглянути радіотелескопи космічного базування, що також використовують засади апертурного синтезу.

Одним з таких радіотелескопів був Японський проєкт **HALCA (Highly Advanced Laboratory for Communications and Astronomy)** – радіотелескоп діаметром 8 метрів, який використовувався для інтерферометрії з наддовгою базою (VLBI). Був розміщений на високоеліптичній орбіті, яка давала змогу отримувати зображення небесних радіоджерел із супутника в поєднанні з масивом наземних радіотелескопів, тож було отримано як гарне (u, v) покриття площини, так і дуже високу роздільну здатність. Був призначений для спостереження в трьох смугах частот: 1,6 ГГц, 5,0 ГГц і 22 ГГц, однак чутливість на частоті 22 ГГц після розміщення на орбіті сильно погіршилася, що, ймовірно, спричинено вібраційною деформацією форми тарілки під час запуску, що обмежило спостереження смугами частот 1,6 ГГц і 5,0 ГГц. Велика 8-метрова антена розгорталася в космосі, оскільки вона не поміщалася в розгорнутому вигляді в обтічнику ракети (рисунок 1.21). Антена являла собою металеву сітку, що складається з 6000 проводів [100].

Радіотелескоп HALCA використовувався для спостереження за водяними мазерами і пульсарами, візуалізації квазарів, радіогалактик тощо.



Рисунок 1.21 – Антена HALCA під час тесту розгортання. Взято з [101]

Останнім радіотелескопом космічного базування (у 2019 році проєкт був закритий через втрату зв'язку) був проєкт країни-агресора **RadioAstron**. Як і вищезазначений HALCA, RadioAstron використовувався разом з наземними радіотелескопами, тим самим реалізувавши ідею інтерферометрії з наддовгою базою. Записи, які отримувалися на радіотелескопах, забезпечувалися мітками часу від високоточного атомного годинника, що, разом із точним знанням положення телескопів, давало змогу синхронізувати записи й отримувати інтерференцію сигналів, записаних на різних телескопах. Завдяки цьому, телескопи, що працюють незалежно, склали єдиний інтерферометр.

Антену космічного радіотелескопа мала діаметр у 10 м і складалася з 27 пелюсток. Під час виведення на цільову орбіту антену перебувала в складеному стані. Після досягнення цільової орбіти було виконано механічне розкриття антени радіотелескопа.

Радіотелескоп космічного базування RadioAstron працював у діапазонах частот 0,327 ГГц, 1,665 ГГц, 4,83 ГГц та 25-18 ГГц з ширинами діапазонів 4, 32, 32

і 32 МГц відповідно. Оператори цього проекту, у свій час, у виданнях країни-агресора констатували, що завдяки комбінації своїх наземних радіотелескопів у поєднанні з RadioAstron досягали бази у 340 000 км з кутовою роздільною здатністю у 7 кутових мікросекунд [102]. Але якогось дійсного підтвердження та/або подібної інформації у публікаціях світового рівня не було надано.

Станом на 2023 рік у космосі відсутні активні радіотелескопи космічного базування.

1.4 Огляд лабораторних радарів формування зображень

Радіотехнічні системи космічного або наземного базування, що використовують методи синтезу апертури або апертурного синтезу для отримання радіозображень об'єктів спостереження є однозначно великими за своїми розмірами та масою (так, наприклад, лише супутник TanDEM-X має розміри у 5 x 2,4 м та масу в 1350 кг), а якщо говорити про радіотелескопи наземного базування, то завжди є необхідність широкої бази у кілометри, щоб отримати найкращу якість зображення. Також, такі системи є залежними або від космічних орбіт, або руху планети Земля, що накладає обмеження у часі на отримання інформації необхідної області поверхні. Такими системами неможливо вирішити проблеми формування зображень обраних малих територій, які можуть знаходитися у безпосередній близькості до спостерігача. До таких задач можна віднести формування тестових зображень поверхонь, наземних споруд, повітряних суден (іншої техніки), неруйнівний контроль, дослідження структури об'єктів, обмірювання об'єктів у лабораторіях з високою розділовою здатністю задля побудови моделей поверхні цих об'єктів тощо [21-29].

До наявних рішень можна віднести дослідження та розробки Грегорі Чарвата (Gregory L. Charvat). У своїх статтях та книгах він описує різні системи отримання зображень на невеликій відстані від спостережуваної області [30-33]. Найменш складні РСА системи формування зображень можна реалізувати, розмістивши невеликий радіолокаційний сенсор на лінійній рейці та переміщуючи його (вручну

або автоматично) заданим прямолінійним маршрутом, одночасно отримуючи так звані портрети дальності.

FMCW PCA X-діапазону з надширококутовими сигналами. FMCW це технологія при якій під час вимірів, не тільки випромінюється безперервний сигнал (Continuous Wave), а й використовується модуляція сигналу по частоті (Frequency-Modulated). Такий PCA дає змогу отримувати рідозображення невеликих об'єктів, включно з моделями літаків, транспортних засобів, групами точкових цілей та інших об'єктів.

Передня частина радару кріпиться до лінійної рейки довжиною 2,4 м, де драйвер крокового двигуна переміщує радар за довжиною рейки із заздалегідь визначеним кроком. Для тестування такого радару було розміщено тестові об'єкти на столі з пінопласту приблизно за 6 м від рейки. Точність лінійної рейки достатня для забезпечення можливості отримання зображень методом синтезування апертури. Генератор на залізно-ітрієвому гранаті X-діапазону змінює частоту від 7,835 ГГц до 12,817 ГГц, забезпечуючи смугу в 4,982 ГГц, центральна частота при цьому становить 10 ГГц. Цей ЛЧМ-сигнал подається на зовнішню частину системи, він проходить через спрямований відгалужувач, через циркулятор і до першої (вивідної) антени, де ЛЧМ-сигнал випромінюється в напрямку цільової області. Розсіяна ж енергія від цільової області збирається другою антеною, тобто антени є рознесеними (рисунок 1.22).

Рейка рухається дуже повільно, і для отримання одного зображення потрібно близько 20 хвилин.

За допомогою теоретичних розрахунків та проведених експериментів (опромінення рознесених точкових цілей) автором було отримано, що максимальна дальність дії радару становить 48,2 м; мінімальна ефективна площа розсіювання цілі повинна дорівнювати $-65,5$ дБ(м²), приблизно; роздільна здатність за дальністю – 4,2 см; роздільна здатність за азимутом – 4 см.

Приклади отриманих зображень показано на рисунку 1.23 (1.23, а, відображає масштабну модель F14, а 1.23, б – масштабну модель B52).

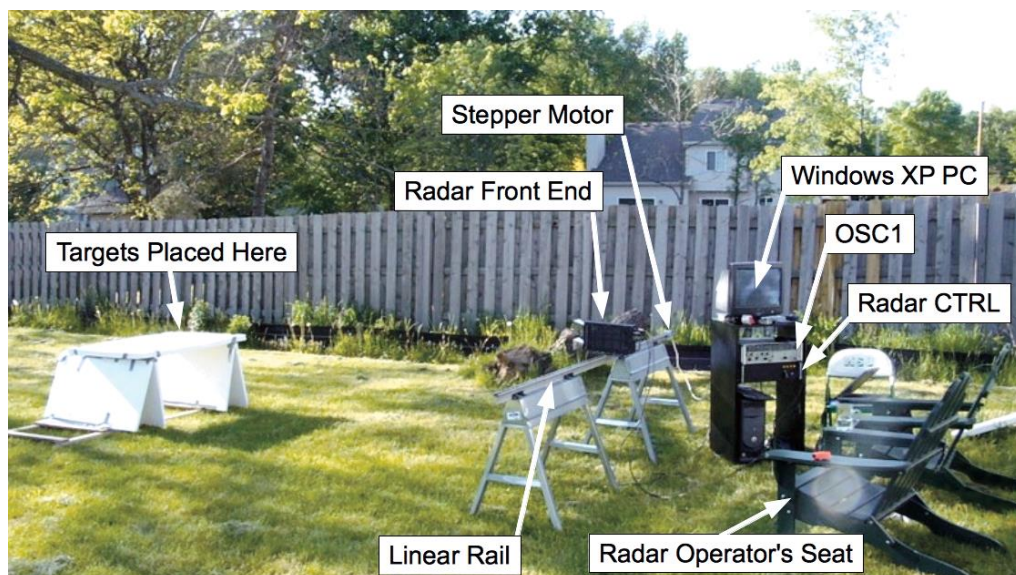


Рисунок 1.22 – FMCW PCA X-діапазону з надширокосмуговими сигналами.

Взято з [30]

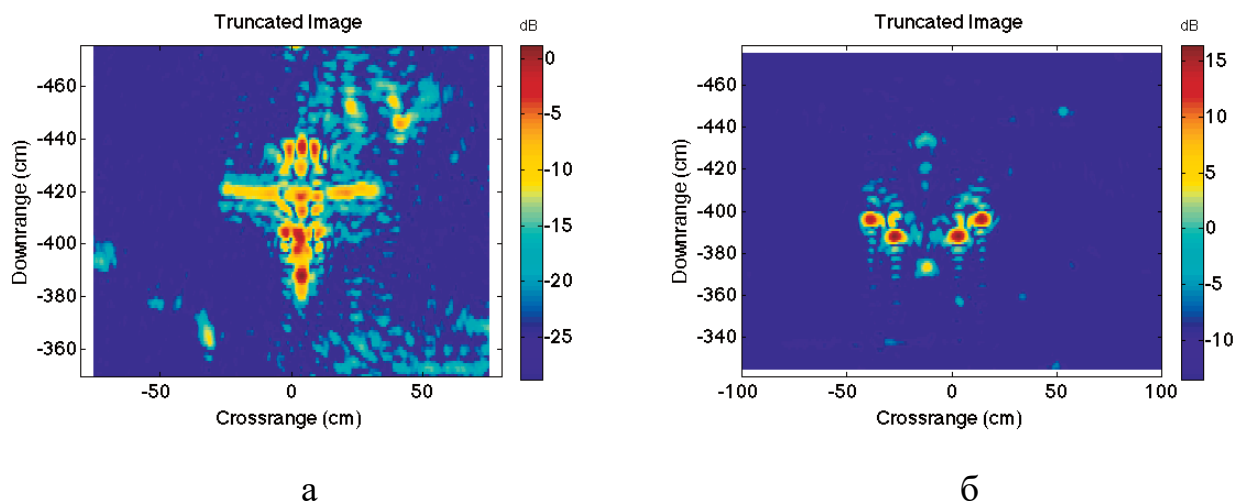


Рисунок 1.23 – Отримані зображення моделей літаків в X-діапазоні:

а – F14 (масштаб 1:32), б – B52 (масштаб 1:48). Взято з [30]

Подібним до розглянутого вище чином, будувався і *FMCW* радар з селекцією за дальністю. Такий радар працює у S-діапазоні частот. Коливання частот при модуляції від 1,926 до 2,069 ГГц, з центральною частотою у 3 ГГц. Розрахункова дальність дії такого радару сягає 2,5 км, але у дійсності підсилювач відеосигналів накладає свої обмеження у 112 м. На такій дальності мінімальна ЕПР цілі повинна складати $-44 \text{ дБ}(\text{м}^2)$. Цілі розміщені на столі з пінопласту на відстані у 6 м від антен

радару, вихідний тракт радару переміщується на рейці з кроком у 5 см. Селекція за дальністю встановлюється на довжину ділянки з пінопласту.

Тестування такого радару відбувалося за допомогою опромінення ділянки, на якій розміщувалися металеві шестидюймові болти у S-подібній формі. Виходячи з експериментальних даних було отримано роздільні здатності: за дальністю – 8,8 см; за азимутом – 12 см.

Приклади отриманих зображень наведено на рисунку 1.24.

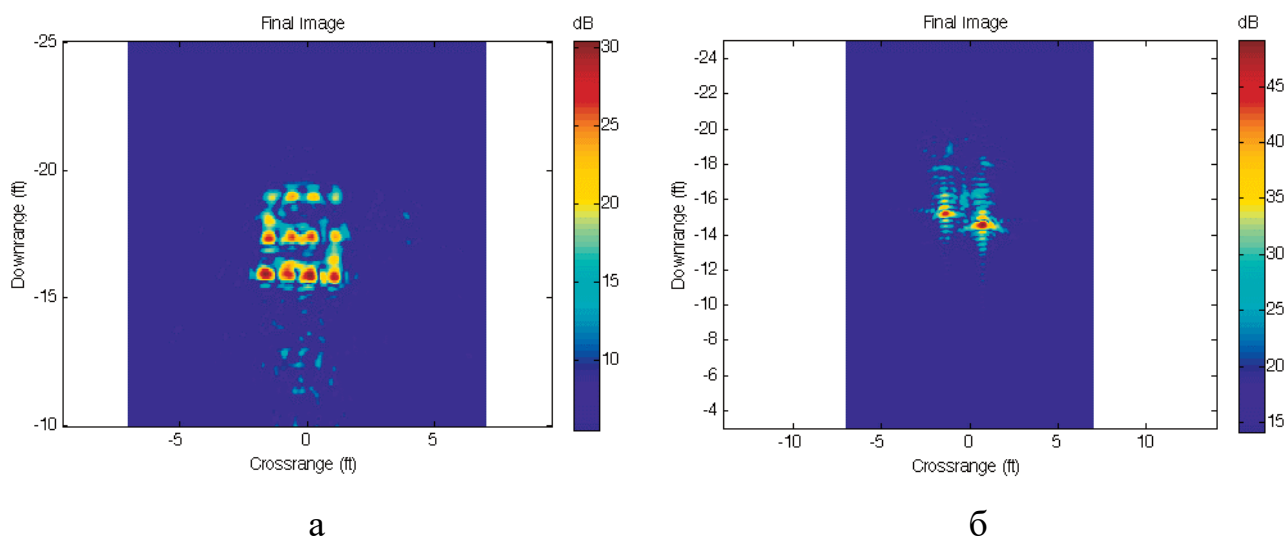


Рисунок 1.24 – Отримані зображення: а – групи шестидюймових металевих болтів; б – двох металевих циліндрів. Взято з [30]

Іншим принципом побудови зображень місцевості перед спостерігачем є використання *радарів з антенними решітками*. До прикладу наводиться FMCW радар з селекцією за дальністю, який, шляхом електронного перемикання елементів антенної решітки імітує переміщення антени по рейці.

Такий радар працює у S-діапазоні частот та може реалізовувати модуляцію сигналу з 1,926 до 4,069 ГГц за 2,5 мс, 5 см або 10 мс, що значно зменшує час отримання радіозображення. Тут на передачу та прийом використовуються окремі елементи, щоб мінімізувати зв'язок між передавачем та приймачем. На прийом виділено 8 елементів, а на передачу – 13 (зображені на рисунку 1.25).

У деякому сенсі цей тип радіолокаційної системи також може розглядатися як система з технологією MIMO (Multiple Input Multiple Output), оскільки він має кілька вхідних і вихідних елементів (наприклад, елементів решітки). На відміну від звичайних MIMO-систем, які передають одночасно і використовують ортогональні хвилі, в цій радіолокаційній системі передавач і приймач мультиплекуються у часі між елементами решітки за допомогою мікрохвильових комутаторів.

У будь-який момент часу, до приймача та передавача під'єднано лише одну пару антен, утворюючи бістатичну базу. Для синтезу апертури усього використовується 44 бази, де кожна може бути описана як уявна пряма лінія між антенами. Такі пари працюють наче моностатичний елемент, що знаходиться десь посередині бази.

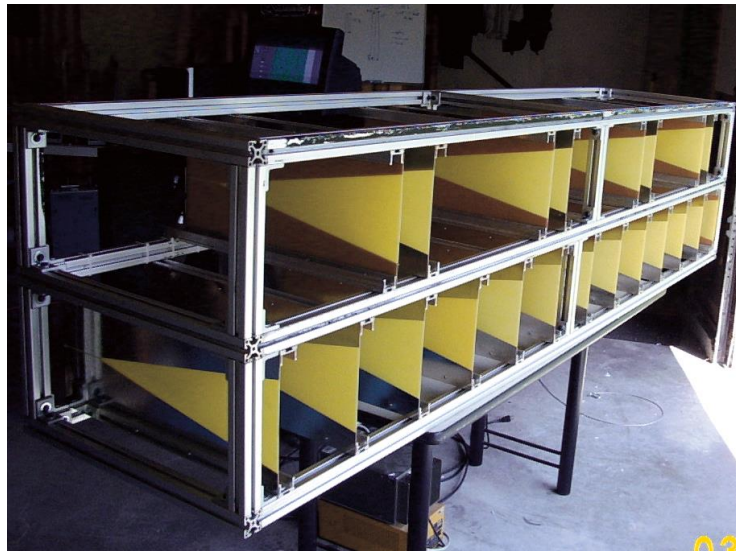


Рисунок 1.25 – Зовнішній вигляд антенної решітки. Взято з [33]

Розрахункова дальність дії такого радару складає 971 м, але, як і у попередньому випадку, підсилювач відеосигналу накладає обмеження у 28 м. У межах цих 28 метрів, мінімальна ЕПР цілі повинна бути -51 дБ(м²), щоб можна було її детектувати. Для отримання експериментальних даних про роздільну здатність було отримано зображення (рисунок 1.26) металевих болтів з діаметром в 0,95 см встромлених у пінопласт на відстані від антенної решітки в 5,25 м. З отриманого

зображення було обраховано, що роздільна здатність за дальністю складає 9,8 см, а за азимутом – 12 см.

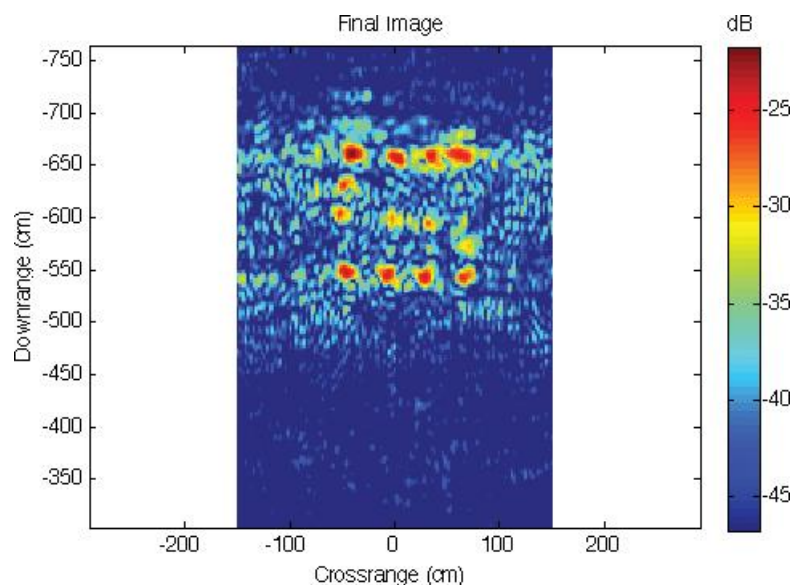


Рисунок 1.26 – Зображення отримане радаром з антенною решіткою. Взято з [30]

Наведені у цьому підрозділі системи отримання радіозображень на невеликих відстанях від спостерігача, показують достатньо хороші показники стосовно їх роздільної здатності, але ці показники застосовуються для груп точкових цілей з високою ЕПР. Натомість у зображеннях комплексних цілей, наприклад масштабних моделей літаків (рисунок 1.23), отримані зображення вже значно гірші. До явних недоліків також можна віднести великі габарити таких систем (довга рейка чи велика антенна решітка), великий час накопичення відбитих сигналів та іммобільність. Наведені системи реалізують строго боковий огляд досліджуваної ділянки та використовують класичний метод синтезування апертури при обробці сигналу, таким чином не вирішуючи оптимальної задачі відновлення зображення відносно вимірюваних параметрів та своєї геометрії задачі, а також не розглядають траєкторію переміщення радару як джерела додаткової корисної інформації.

Але, наявність таких систем формування зображень у області близької до області реєстрації сигналів, показує можливість подальшої розробки та отримання нових досягнень.

1.5 Формулювання задач дослідження

З проведеного вище аналізу існуючих радіосистем формування зображень випливає наступне. Наявні системи космічного базування, що реалізують отримання зображень за допомогою радарів з синтезуванням апертури, досягли роздільної здатності у метри та навіть сантиметри, що показує можливість отримання високоточних зображень за допомогою радіохвиль, при цьому, обходячи обмеження систем оптичних. Це є досягненням сучасної компонентної бази та розвитку наукової думки. Такі системи є активними або активно-пасивними, що означає необхідність формування, випромінення та отримання відбитого від поверхні сигналу та подальшого його оброблення алгоритмами. Саме алгоритми є найбільш досліджуваною та розвинутою областю з огляду на низку факторів, серед яких те, що орбіти є сталими та ригідними, що унеможливорює стрибкоподібність траєкторії. При цьому, дальність між носієм радару та досліджуванним об'єктом сягають кілометрів, а на покриття однієї ділянки Землі витрачаються дні та навіть тижні. Системи апертурного синтезу наземного базування, натомість, є пасивними та реєструють власне випромінення космічних об'єктів. Отримання великої кутової роздільної здатності відбувається за рахунок рознесення великої кількості антен у просторі, створюючи синтетичний розкриття антени, на кілометри та за рахунок обертання Землі. Натомість, це повинен бути саме масив антен, бо відсутність проміжних баз створює «дірки» у отриманому зображенні. Тобто, такий метод отримання зображень також є затратним як у часі, так і у просторі.

Таким чином, жодні з зазначених вище систем не можуть вирішувати задачі отримання тестових зображень з високою роздільною здатністю та у будь-який час відокремлених поверхонь, різноманітної техніки, виконання неруйнівного контролю вузлів, агрегатів, приладів, побудови моделей

поверхонь об'єктів, практичної перевірки великої кількості електродинамічних моделей у вигляді ПЕПР, отримання високоточних зображень у безлунній камері тощо.

Наявні системи формування зображень ділянок та об'єктів, що знаходяться у відносній близькості до системи мають великі габарити, що позначається на мобільності таких систем, та мають великий час формування зображень. Такі системи реалізують класичний алгоритм синтезування апертури.

Таким чином, виникає **протиріччя**: *реалізація класичного алгоритму синтезу апертури у лабораторних умовах багатократним проходженням є достатньо затратним процесом за часом, а роздільна здатність за дальністю є недостатньою. Методи апертурного синтезу через великі площі розміщення антен також не можуть бути розміщені у безлунній камері, а когерентна обробка є коштовною. В той самий час є актуальними та потребують подальшого розвитку радіотехнічні системи формування радіозображень статичної сцени з невеликих відстаней та у лабораторних умовах.*

Для вирішення цього протиріччя постає актуальна наукова статистичного синтезу методу та алгоритму формування радіозображень статичних сцен з високою роздільною здатністю та розробки принципів їх практичної реалізації у системах дистанційного зондування та неруйнівного контролю.

Для вирішення поставленої у дисертації задачі необхідно вирішити низку задач:

1) проаналізувати сучасний стан розвитку систем дистанційного зондування, що мають на борту радари з синтезованою апертурою та визначити можливо досяжні значення роздільної здатності таких радарів;

2) проаналізувати сучасний стан розвитку систем, що реалізують технологію апертурного синтезу та визначити можливо досяжні значення просторової роздільної здатності таких систем;

3) виконати огляд сучасних рішень формування радіозображень об'єктів, що знаходяться у безпосередній близькості до системи, радарми з синтезуванням апертури;

4) виконати математичну формалізацію евристичного методу формування високоточних радіозображень зображень у просторово розподілених і багатооглядових системах радіобачення;

5) синтезувати оптимальний метод формування радіозображень в радіотехнічних системах з технологією статичного синтезу апертури;

6) відповідно до синтезованого алгоритму розробити структурну схему радара формування радіозображень з технологією статичного синтезу апертури;

7) дослідити працездатність отриманого алгоритму шляхом імітаційного модулювання.

1.6 Теоретичні основи синтезу оптимального алгоритму статичного синтезування апертури

З огляду на те, що сутність сигналів та завад є стохастичною, то у питаннях оптимального оброблення сигналів (себто алгоритмах оброблення) у радіотехнічних системах (зокрема формування радіозображень) домінуючим є підхід на основі теорії статистичних рішень та оцінок параметрів ймовірнісних розподілень [103]. Зокрема, такий підхід дозволяє не тільки отримати оптимальний алгоритм оброблення сигналів, але й надає можливість визначити особливості побудови радіотехнічних систем. Для використання цього підходу, необхідно навести основні засади такої теорії.

У питаннях статистичної оптимізації алгоритмів та систем оброблення сигналів, одним з найбільш поширених критеріїв є критерій мінімуму середнього ризику

$$\rho = \int \int_{\Lambda \hat{\Lambda}} r(\lambda, \hat{\lambda}) p(\lambda, \hat{\lambda}) d\lambda d\hat{\lambda}. \quad (1.13)$$

У (1.13) λ – оцінювані параметри ймовірнісних розподілів, які в різних задачах статистичної радіотехніки можуть набувати виду характеристик переданих повідомлень та й параметрів прийнятих сигналів. При радіолокації точкових або протяжних об'єктів параметрами сигналу можуть виступати не тільки амплітуди, фази, частоти, час затримки тощо, а й функціонально пов'язані з ними параметри місця, руху і форми (дальність, швидкість, кутові координати, текстуру, розміри тощо). Ці параметри можуть відображатися не тільки у параметрах сигналів, а й у їхніх статистичних і, зокрема, у спектрально-кореляційних характеристиках.

Символом $\hat{\lambda}$ у (1.13) позначено результати вимірювання цих параметрів, вони ж оцінки, що сходяться з оцінюваними параметрами лише з деякою точністю або деякою похибкою, з огляду на помилки вимірювань; $r(\lambda, \hat{\lambda})$ – функція втрат, що зазвичай зростає мірою незбігу дійсних значень оцінюваних параметрів із результатами їхніх вимірювань (оцінок); $p(\lambda, \hat{\lambda})$ – спільна густина ймовірності параметрів λ та їхніх оцінок $\hat{\lambda}$. Формула (1.13), яку називають середнім ризиком, у ймовірнісному розумінні характеризує середнє значення функції втрат $r(\lambda, \hat{\lambda})$ (воно ж, математичне сподівання).

Вибір функції втрат $r(\lambda, \hat{\lambda})$ не є однозначним. В залежності від сутності розв'язуваної задачі та того, наскільки важливими є можливі похибки її розв'язання. Зазвичай, коли обирають функцію втрат орієнтуються на два параметри: можливість аналітичного розв'язання конкретної оптимізаційної задачі та інженерний (науковий) досвід.

За мінімізації середнього ризику в міру збільшення різниці $\lambda - \hat{\lambda}$ функція $r(\lambda, \hat{\lambda})$ має бути неспадною. Типовими функціями втрат є квадратична функція $r(\lambda, \hat{\lambda}) = (\lambda - \hat{\lambda})^2$ та функція $|\lambda - \hat{\lambda}|$. Взагалі, якщо похибки перебувають у межах

інтервалу $\left(-\frac{\lambda}{2}; \frac{\lambda}{2}\right)$, то система все одно повністю зберігає свою працездатність. У вирішеннях питань радіотехнічної області найчастіше користуються саме квадратичною функцією втрат. Звідси середній ризик $\rho = \left\langle (\lambda - \hat{\lambda})^2 \right\rangle$ може вважатися середньоквадратичною похибкою (СКП), а критерій мінімуму середнього ризику є критерієм мінімуму СКП.

Якщо параметр λ є векторним, $\lambda = \|\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n\|$, то аналогом СКП є квадратична форма

$$\rho = \left\langle (\lambda - \hat{\lambda})^T (\lambda - \hat{\lambda}) \right\rangle = \text{spur} \left\langle (\lambda - \hat{\lambda})(\lambda - \hat{\lambda})^T \right\rangle, \quad (1.14)$$

де spur – сума елементів по діагоналі коваріаційної матриці похибок $\left\langle (\lambda - \hat{\lambda})(\lambda - \hat{\lambda})^T \right\rangle$, на головній діагоналі якої розташовано СКП оцінок окремих складових вектора λ , тобто $\sigma_{\lambda_j}^2 = \left\langle (\lambda_j - \hat{\lambda}_j)^2 \right\rangle$.

Достатньо часто як критерій мінімуму середнього ризику приймають таку квадратичну форму

$$\rho = \left\langle (\lambda - \hat{\lambda})^T \underline{W}_\lambda (\lambda - \hat{\lambda}) \right\rangle = \min, \quad (1.15)$$

де \underline{W}_λ – деяка симетрична невідроджена матриця ваг, що показує ступінь важливості окремих складових вектора λ .

Оптимальні оцінки елементів вектора λ_{opt} вираховуються через розв'язання системи рівнянь

$$u = \|u(t_k, r'_j)\| = \|u_m\|.$$

Моделі спостережуваних коливань $u(t)$ або $u(t, r')$ називають *рівняннями спостереження*.

Найпростіше скалярне рівняння спостереження є адитивною суміщу корисного сигналу (залежить від оцінюваних параметрів λ) і завад

$$\begin{aligned} u(t) &= s(t, \lambda) + n(t), \\ u(t, r') &= s(t, \lambda, r') + n(t), \quad r' = (x', y') \in D', \quad t \in (0, T), \end{aligned} \quad (1.19)$$

де x', y' – координати точок розкриття приймальної антени або антенної системи.

Систему рівнянь (1.17) можна звести до такої сукупності оцінок

$$\hat{\lambda}_{i \text{ onm}} = \int_{\Lambda_i} \lambda_i p(\lambda_i | u) d\lambda_i, \quad (1.20)$$

де Λ_i – множина всіх значень параметра λ_i .

Звідси випливає, що оцінка $\hat{\lambda}_{i \text{ onm}}$ є середнім значенням (умовним математичним сподіванням) випадкової величини λ_i для апостеріорного розподілу $p(\lambda_i | u)$

$$\hat{\lambda}_{i \text{ onm}} = \int_{\Lambda_i} M(\lambda_i | u). \quad (1.21)$$

При симетричних апостеріорних густинах імовірностей $p(\lambda_i | u)$ оцінка $\hat{\lambda}_{i \text{ onm}}$ відповідає такому λ_i , за якого $p(\lambda_i | u)$ досягає максимуму.

Тоді $\hat{\lambda}_{i \text{ onm}}$ може бути знайдено з розв'язання системи рівнянь

$$\frac{\partial p(\lambda_i | u)}{\partial \lambda_i} = 0. \quad (1.22)$$

Якщо критерії оптимальності є пов'язаними зі знаходженням апостеріорної густини ймовірності $p(\lambda_i | u)$, то такі критерії називають баєсовими. Це справедливо з огляду на те, що такі густини можна знайти використовуючи формули умовної густини ймовірності й формули Баєса

$$p(\lambda_i | u) = \frac{p(\lambda_i)(u | \lambda_i)}{p(u)} = \frac{p(\lambda_i)(u | \lambda_i)}{\int_{\Lambda_i} p(\lambda_i)(u | \lambda_i) d\lambda_i}. \quad (1.23)$$

Ці вирази визначаються формулами для спільної густини ймовірності

$$p(\lambda_i, u) = p(\lambda_i)p(u | \lambda_i) = p(u)p(\lambda_i | u),$$

і формулою для маргінальної густини ймовірності

$$p(u) = \int_{\Lambda_i} p(\lambda_i, u) d\lambda_i = \int_{\Lambda_i} p(\lambda_i)p(u | \lambda_i) d\lambda_i. \quad (1.24)$$

У формулі (1.23) диференціювати треба лише співмножники, що явно залежать від λ_i . Тоді, цей вираз є сенс записати як

$$p(\lambda_i | u) = kp(\lambda_i)p(u | \lambda_i), \quad (1.25)$$

де $k = 1/p(u)$ – коефіцієнт, який не залежить від λ_i .

В умовах суттєвої невизначеності *a priori* розподіл густини ймовірності $p(\lambda_i)$ є широким. Водночас *a posteriori* густина ймовірності як функція, що

визначає оптимальне оброблення, у більшості випадків (за порівняно великих відношеннях сигнал/шум) є вузькою (наведено на рис. 1.27).

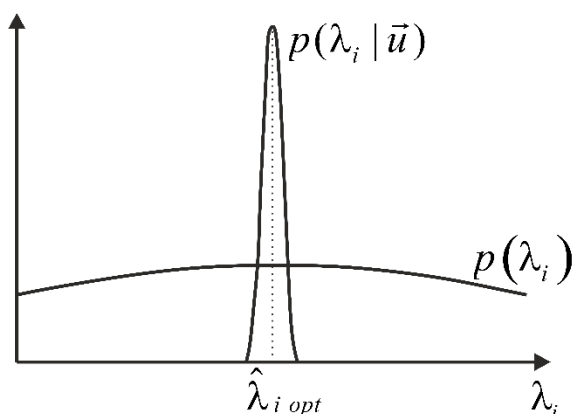


Рисунок 1.27 – Графічне обґрунтування випадку застосування методу максимальної правдоподібності

Тоді, якщо вважати, що функція $p(\lambda_i)$ у межах ефективної ширини функції $p(\lambda_i | u)$ є майже постійною величиною, то замість пошуку максимуму функції $p(\lambda_i | u)$, можна шукати максимум функції $p(u | \lambda_i)$. Остання є *функцією правдоподібності*. За таких умов, під час знаходження оптимальних оцінок параметрів λ_i замість системи рівнянь (1.22) можна використовувати систему рівнянь правдоподібності

$$\frac{\partial p(u | \lambda_i)}{\partial \lambda_i} = 0. \quad (1.26)$$

Висновки за розділом

У розділі проведено огляд існуючих систем формування зображень у радіодіапазоні. Показано, що задля підвищення розділової здатності за азимутотримуваних радіозображень з супутників та авіа носіїв, широко використовуються радары, що реалізують технологію синтезування штучного розкриву антени – радары з синтезуванням апертури (РСА). Такі системи можуть отримувати

зображення досліджуваної поверхні з розрізнявальною здатністю у десятки сантиметрів. У питаннях отримання радіозображень космічних об'єктів набули розвитку системи апертурного синтезу. Наведено основний принцип методу апертурного синтезу (розділ 1.2), з якого полягає, що для отримання високої розділової здатності за одними координатами нам потрібна велика база, а за другими координатами – накопичення сигналів за рахунок обертання Землі. Проаналізовано сучасні радіотелескопи наземного та космічного базування, досліджено їх роздільну здатність, що сягає тисячних кутових секунд.

Наведено недоліки розглянутих систем у розділах 1.1 та 1.3, серед яких: необхідність великої кількості простору (великі габарити супутників ДЗЗ з РСА та необхідність баз антен у кілометри для радіотелескопів) та залежність від часу (супутники мають свою запрограмовану орбіту, що зумовлює недосяжність деяких ділянок Землі та залежність «досліджування ділянка – момент польоту»; радіотелескопи залежні від обертання Землі). Показано, що такі системи нездатні вирішувати питання отримання радіозображень у лабораторних умовах чи подібних.

У розділі 1.4 наведені існуючі рішення отримання зображень об'єктів у безпосередній близькості до радіосистеми. Наведено роздільні здатності таких систем. Натомість такі системи не є оптимальними, а використовують загальні методи отримання радіозображень та все ще наявні проблеми з габаритами таких систем та часом отримання зображень. Такі системи показують можливості подальшої розробки алгоритмів та систем вирішення протиріччя наведеного у розділі 1.5, де також наведені й задачі, вирішення яких повинно вирішити наявне протиріччя.

У розділі 1.6 наведено теоретичні основи синтезу оптимального алгоритму статичного синтезування апертури, що базуються на основі теорії статистичних рішень та оцінок параметрів ймовірнісних розподілень.

РОЗДІЛ 2

ЕВРИСТИЧНИЙ МЕТОД ФОРМУВАННЯ ВИСОКОТОЧНИХ СИНТЕЗОВАНИХ ЗОБРАЖЕНЬ У ПРОСТОРОВО-РОЗПОДІЛЕНИХ І БАГАТООГЛЯДОВИХ СИСТЕМАХ РАДІОБАЧЕННЯ

2.1 Поняття когерентного зображення в радарях із синтезованою апертурою

Для обґрунтування методу статичного синтезу апертури необхідно розглянути і визначити структуру когерентного зображення в бортових радарях. Для цього розділимо процес формування когерентного радіолокаційного зображення на три етапи: реєстрація розсіяного поля в ділянці спостереження, первинне оброблення і вторинне оброблення зареєстрованих сигналів.

Для опису поля в ділянці його реєстрації застосовують різні методи строгих математичних розрахунків хвильових рівнянь електродинаміки, формули Кірхгофа, Релея-Зоммерфельда, Стреттона-Чу тощо. Описати точними електродинамічними моделями можливо тільки деякі ідеалізовані поверхні: плоскі поверхні, шаруваті поверхні з плоским розподіленням середовищ, дрібношорсткі поверхні, великошорсткі поверхні та їх комбінація в дуже обмежених умовах. Застосувати строгі математичні описи природних поверхонь (рілля, лісовий масив, міська забудова тощо) практично неможливо. Тому в багатьох випадках доводиться йти шляхом їх феноменологічного опису.

Порівнюючи між собою результати [103-106], можна зазначити, що всі розрахунки поля в ділянці реєстрації зводяться до такого вигляду:

$$\dot{E}(\vec{r}') = \int_D \frac{\dot{E}_F(\vec{r})}{d\vec{r}} \frac{\exp[jkR(\vec{r}, \vec{r}')] }{R(\vec{r}, \vec{r}')} d\vec{r} \quad (2.1)$$

де $\frac{\dot{E}_F(\vec{r})}{d\vec{r}}$ – нормоване до розміру малого елемента площі $d\vec{r}$ поле, що випромінюється або перевипромінюється досліджуваним середовищем у напрямку області реєстрації;

$\frac{\exp(jkR(\vec{r}, \vec{r}'))}{R(\vec{r}, \vec{r}')} -$ сферична хвиля, створена точковим джерелом на умовній

області поверхні D ;

$R(\vec{r}, \vec{r}')$ – дальність від кожної точки досліджуваної поверхні з координатами \vec{r} до кожної точки області реєстрації з координатами \vec{r}' .

Для випадку активної радіолокації поле $\dot{E}_F(\vec{r})$ можна визначити таким чином:

$$\dot{E}_F(\vec{r}) = \frac{\dot{E}_{зонд}(\vec{r}')}{R(\vec{r}, \vec{r}')} d\dot{Q}(\vec{r}) = \dot{E}_{над}(\vec{r}) d\dot{Q}(\vec{r}), \quad (2.2)$$

де $\dot{E}_{зонд}(\vec{r}')$ – поле в ділянці передавальної антенної решітки, сформоване кожним її елементом з координатами \vec{r}' , що затухає в міру поширення (враховано множником $\frac{1}{R(\vec{r}, \vec{r}')}$) і приходить на поверхню у вигляді падаючого поля $\dot{E}_{над}(\vec{r})$,

$$\dot{E}_{над}(\vec{r}) = \frac{\dot{E}_{зонд}(\vec{r}')}{R(\vec{r}, \vec{r}')}, \quad (2.3)$$

$$d\dot{Q}(\vec{r}) = \frac{\dot{E}_F(\vec{r})}{\dot{E}_{над}(\vec{r})} = \dot{F}(\vec{r}) d\vec{r} \quad (2.4)$$

– коефіцієнт розсіювання елемента (елементарної площинки) поверхні $d\vec{r}$,

$$\dot{F}(\vec{r}) = \frac{\dot{E}_F(\vec{r})}{\dot{E}_{над}(\vec{r})} = d\dot{Q}(\vec{r})/d\vec{r} \quad (2.5)$$

– питомий коефіцієнт розсіювання електромагнітних коливань елементом $d\vec{r}$.

Підставляючи (2.4) у (2.2) отримаємо

$$\dot{E}_F(\vec{r}) = \dot{E}_{na\delta}(\vec{r}) \dot{F}(\vec{r}) d\vec{r}, \quad (2.6)$$

і підставляючи (2.6) у (2.1) доходимо до нового виду розсіяного поля в області реєстрації сигналів:

$$\dot{E}(\vec{r}') = \int_D \dot{E}_{na\delta}(\vec{r}) \dot{F}(\vec{r}) \frac{\exp[jkR(\vec{r}, \vec{r}')] }{R(\vec{r}, \vec{r}')} d\vec{r}. \quad (2.7)$$

Питомий коефіцієнт розсіювання $\dot{F}(\vec{r})$ будемо називати когерентним зображенням поверхні.

Формула (2.7) є основою феноменологічного опису поля в спостережуваній точці з координатами \vec{r}' . Таким чином, феноменологічний метод заснований на застосуванні найпростішого закону – принципу Гюйгенса-Френеля.

Конкретніший вигляд виразу (2.7) у просторово-часовому поданні в задачах радіолокації поверхностей за допомогою радарів з антенними решітками, геометрія яких показана на рисунку 2.1, отримується наступним чином.

Передбачається, що передавач формує зондувальний сигнал типу

$$\begin{aligned} s_{tr}(t) &= A(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t)) = \operatorname{Re} \left\{ A(t) e^{j(2\pi f_0 t + \varphi(t))} \right\} = \\ &= \operatorname{Re} \left\{ A(t) e^{j\varphi(t)} e^{j2\pi f_0 t} \right\} = \operatorname{Re} \left\{ \dot{A}(t) e^{j\omega_0 t} \right\}, \\ \dot{A}(t) &= A(t) e^{j\varphi(t)}, \end{aligned} \quad (2.8)$$

де $A(t)$ – огибающая сигналу;

$\omega_0 = 2\pi f_0 t$ – кутова частота;

$\varphi(t)$ – початкова фаза сигналу.

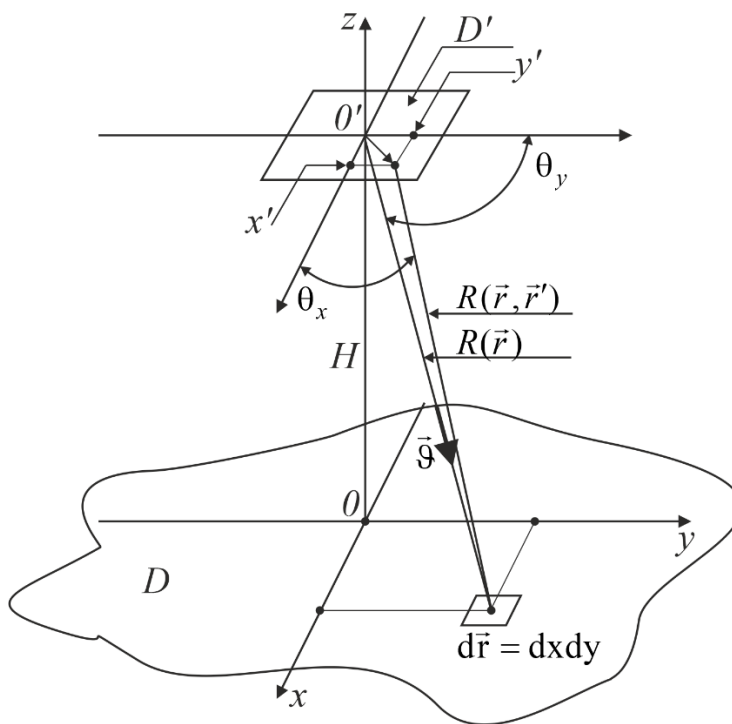


Рисунок 2.1 – Геометрія розташування областей визначення когерентного зображення та області реєстрації відбитого поля

Прийнятий просторово-часовий процес під час радіолокаційного спостереження має такий вигляд:

$$\begin{aligned}
 s_r(t, \vec{r}') &= \operatorname{Re} \left\{ \int_D \dot{E}_{na\partial}(\vec{r}) \dot{F}(\vec{r}) \dot{A}[t - t_{del}(\vec{r}, \vec{r}')] \frac{e^{j\omega_0[t - t_{del}(\vec{r}, \vec{r}')]}}{R(\vec{r}, \vec{r}')} d\vec{r} \right\} = \\
 &= \operatorname{Re} \left\{ \int_D \dot{E}_{na\partial}(\vec{r}) \dot{F}(\vec{r}) \dot{A}[t - t_{del}(\vec{r}, \vec{r}')] \frac{e^{-jk2R(\vec{r}, \vec{r}')}}{R(\vec{r}, \vec{r}')} d\vec{r} \cdot e^{j\omega_0 t} \right\} = \\
 &= \operatorname{Re} \{ \dot{s}_r(t, \vec{r}') \}.
 \end{aligned} \tag{2.9}$$

Тоді

$$\dot{s}_r(t, \vec{r}') = \dot{E}(\vec{r}') e^{j\omega_0 t}, \tag{2.10}$$

де

$$\dot{E}(\vec{r}') = \int_D \dot{E}_{nad}(\vec{r}) \dot{F}(\vec{r}) \dot{A}[t - t_{del}(\vec{r}, \vec{r}')] \frac{e^{-jk2R(\vec{r}, \vec{r}')}}{R(\vec{r}, \vec{r}')} d\vec{r} \quad (2.11)$$

– комплексна амплітуда поля в області спостереження $\vec{r}' \in D'$, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – хвильове число, $R(\vec{r}, \vec{r}')$ – відстань від точки \vec{r} до точки \vec{r}' , c – швидкість поширення радіохвиль.

Первинне оброблення зареєстрованих сигналів і формування первинної оцінки $\dot{F}(\vec{r})$ когерентного зображення $\dot{F}(\vec{r})$ полягає у фокусуванні оптичної або антенної системи на кожну точку поверхні $\vec{r}_1 \in D$. Математично ця операція виконується таким чином

$$\hat{F}(\vec{r}_1) = \int_{D'} \dot{I}(\vec{r}', \vec{r}_1) \int_D \dot{E}_{nad}(\vec{r}) \dot{F}(\vec{r}) \dot{A}[t - t_{del}(\vec{r}, \vec{r}')] \frac{e^{-jk2R(\vec{r}, \vec{r}')}}{R(\vec{r}, \vec{r}')} d\vec{r} d\vec{r}'. \quad (2.12)$$

У цій роботі питання часового оброблення поки що розглядати не будемо і припустимо, що амплітуда і фаза зондувального сигналу не змінюється в часі, тобто жодних видів модуляції до зондувального сигналу не застосовується і $\dot{A}(t) = A = const$. У такому разі отримаємо

$$\dot{s}_r(t, \vec{r}') = \dot{E}(\vec{r}') A e^{j\omega_0 t}, \quad (2.13)$$

$$\dot{E}(\vec{r}') = \int_D \dot{E}_{nad}(\vec{r}) \dot{F}(\vec{r}) \frac{e^{-jk2R(\vec{r}, \vec{r}')}}{R(\vec{r}, \vec{r}')} d\vec{r}, \quad (2.14)$$

та

$$\hat{F}(\vec{r}_1) = \int_{D'} \dot{I}(\vec{r}', \vec{r}_1) \int_D \dot{E}_{nad}(\vec{r}) \dot{F}(\vec{r}) \frac{e^{-jk2R(\vec{r}, \vec{r}')}}{R(\vec{r}, \vec{r}')} d\vec{r} d\vec{r}'. \quad (2.15)$$

У безкінечних межах інтегрування внутрішній інтеграл (2.15) є деяким математичним спектральним перетворенням коефіцієнта $\dot{F}(\vec{r})$ з ваговою функцією $\dot{E}_{na\delta}(\vec{r})$, у якому функція Гріна $\frac{e^{-jk2R(\vec{r},\vec{r}')}}{R(\vec{r},\vec{r}')}$ є базисною та математично описує сферичну хвилю. Тоді для обернення цього перетворення і знаходження $\dot{F}(\vec{r})$ у межах області падаючого поля $\dot{E}_{na\delta}(\vec{r})$ має сенс використовувати комплексно-спряжену базисну функцію Гріна

$$\dot{I}(\vec{r}',\vec{r}_1) = \frac{e^{jk2R(\vec{r}_1,\vec{r}')}}{R(\vec{r}_1,\vec{r}')} \quad (2.16)$$

Підставимо (2.16) у (2.15) і отримаємо

$$\hat{\dot{F}}(\vec{r}_1) = \int_{D'} \frac{e^{jk2R(\vec{r}_1,\vec{r}')}}{R(\vec{r}_1,\vec{r}')} \int_D \frac{\dot{E}_{na\delta}(\vec{r})}{R(\vec{r},\vec{r}')} \dot{F}(\vec{r}) e^{-jk2R(\vec{r},\vec{r}')} d\vec{r} d\vec{r}' \quad (2.17)$$

У результаті математичних перетворень (2.17), отримаємо

$$\begin{aligned} \hat{\dot{F}}(\vec{r}_1) &= \int_D \dot{E}_{na\delta}(\vec{r}) \dot{F}(\vec{r}) \int_{D'} \frac{1}{R(\vec{r},\vec{r}')} \frac{e^{jk2R(\vec{r}_1,\vec{r}')}}{R(\vec{r}_1,\vec{r}')} e^{-jk2R(\vec{r},\vec{r}')} d\vec{r}' d\vec{r} = \\ &= \int_D \dot{E}_{na\delta}(\vec{r}) \dot{F}(\vec{r}) \int_{D'} \frac{e^{-jk2[R(\vec{r},\vec{r}')-R(\vec{r}_1,\vec{r}')]} }{R(\vec{r},\vec{r}')R(\vec{r}_1,\vec{r}')} d\vec{r}' d\vec{r}. \end{aligned} \quad (2.18)$$

З рисунка 2.1 випливає, що

$$\begin{aligned} R(\vec{r},\vec{r}') &= R(\vec{r}) - \vec{r}' \cos\left(\frac{\pi}{2} - \theta_z\right) + \frac{\vec{r}'^2}{2R(\vec{r})} \sin^2\left(\frac{\pi}{2} - \theta_z\right) = \\ &= R(\vec{r}) - \vec{r}' \sin(\theta_z) + \frac{\vec{r}'^2}{2R(\vec{r})} \cos^2(\theta_z), \end{aligned} \quad (2.19)$$

$$\begin{aligned}
R(\vec{r}_1, \vec{r}') &= R(\vec{r}_1) - \vec{r}' \cos\left(\frac{\pi}{2} - \theta_z\right) + \frac{\vec{r}'^2}{2R(\vec{r}_1)} \sin^2\left(\frac{\pi}{2} - \theta_z\right) = \\
&= R(\vec{r}_1) - \vec{r}' \sin(\theta_z) + \frac{\vec{r}'^2}{2R(\vec{r}_1)} \cos^2(\theta_z),
\end{aligned} \tag{2.20}$$

де

$$R(\vec{r}) = \sqrt{H^2 + x^2 + y^2} = H \sqrt{1 + \frac{x^2 + y^2}{H^2}} \approx \frac{x^2 + y^2}{2H} + H, \tag{2.21}$$

$$R(\vec{r}_1) = \sqrt{H^2 + x_1^2 + y_1^2} = H \sqrt{1 + \frac{x_1^2 + y_1^2}{H^2}} \approx \frac{x_1^2 + y_1^2}{2H} + H. \tag{2.22}$$

Вирази (2.19) і (2.20) можна переписати таким чином

$$R(\vec{r}, \vec{r}') = R(\vec{r}) - \vec{r}' \frac{\vec{r}}{R(\vec{r})} + \frac{\vec{r}'^2}{2R^3(\vec{r})} H^2, \tag{2.23}$$

$$R(\vec{r}_1, \vec{r}') = R(\vec{r}_1) - \vec{r}' \frac{\vec{r}_1}{R(\vec{r}_1)} + \frac{\vec{r}'^2}{2R^3(\vec{r}_1)} H^2. \tag{2.24}$$

Підставляючи (2.23) і (2.24) у (2.18), отримаємо

$$\begin{aligned}
\hat{F}(\vec{r}_1) &= \int_D \dot{E}_{nad}(\vec{r}) \dot{F}(\vec{r}) \frac{1}{R(\vec{r})R(\vec{r}_1)} \times \\
&\times \int_{D'} e^{-jk2 \left[R(\vec{r}) - \vec{r}' \frac{\vec{r}}{R(\vec{r})} + \frac{\vec{r}'^2}{2R^3(\vec{r})} H^2 - R(\vec{r}_1) + \vec{r}' \frac{\vec{r}_1}{R(\vec{r}_1)} - \frac{\vec{r}'^2}{2R^3(\vec{r}_1)} H^2 \right]} d\vec{r}' d\vec{r} = \\
&= \int_D \dot{E}_{nad}(\vec{r}) \dot{F}(\vec{r}) \frac{e^{-jk2[R(\vec{r}) - R(\vec{r}_1)]}}{R(\vec{r})R(\vec{r}_1)} \times
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \times \int_{D'} e^{-jk2 \left[\bar{r}' \frac{\bar{r}_1}{R(\bar{r}_1)} - \frac{\bar{r}'^2}{2R^3(\bar{r}_1)} H^2 - \bar{r}' \frac{\bar{r}}{R(\bar{r})} + \frac{\bar{r}'^2}{2R^3(\bar{r})} H^2 \right]} d\bar{r}' d\bar{r} = \\
& = \int_D \dot{E}_{nad}(\bar{r}) \dot{F}(\bar{r}) \frac{e^{-jk2[R(\bar{r})-R(\bar{r}_1)]}}{R(\bar{r})R(\bar{r}_1)} \times \\
& \times \int_{D'} e^{-jk2 \left[\bar{r}' \left(\frac{\bar{r}_1}{R(\bar{r}_1)} - \frac{\bar{r}}{R(\bar{r})} \right) - \bar{r}'^2 \left(\frac{H^2}{2R^3(\bar{r}_1)} - \frac{H^2}{2R^3(\bar{r})} \right) \right]} d\bar{r}' d\bar{r}. \tag{2.25}
\end{aligned}$$

В отриманому виразі (2.25) припустили, що вплив лінійного і квадратичного членів у виразах для дальності $R(\bar{r}, \bar{r}')$ і $R(\bar{r}_1, \bar{r}')$ на амплітуду прийнятих коливань незначний, якщо порівнювати з $R(\bar{r})$ та $R(\bar{r}_1)$. У результаті множник ослаблення електромагнітних хвиль має вигляд $\frac{1}{R(\bar{r})R(\bar{r}_1)}$. У степені експоненти такі припущення робити не можна, тому що фаза змінюється значною мірою при найменших змінах відстаней.

Розглянемо випадок радіолокаційних спостережень у дальній зоні Фраунгофера, коли квадратичним набігом фаз нехтують в експоненті внутрішнього інтеграла. У результаті залишається тільки лінійний член і внутрішній інтеграл являє собою перетворення Фур'є від одиничної функції з межами інтегрування, що обмежені розмірами області D' . Наприклад, для одновимірного варіанта з координатами антени від $-\frac{X'}{2}$ до $\frac{X'}{2}$ вираз (2.25) набуде вигляду:

$$\hat{F}(x_1) = \int_D \dot{E}_{nad}(x) \dot{F}(x) \frac{e^{-jk2 \left[\frac{x^2}{2H} - \frac{x_1^2}{2H} \right]}}{R(x)R(x_1)} \times$$

$$\begin{aligned}
& \times \int_{-\frac{X'}{2}}^{\frac{X'}{2}} e^{-jk2 \left[\bar{x}' \left(\frac{x_1}{R(x_1)} - \frac{x}{R(x)} \right) - x'^2 \left(\frac{H^2}{2R^3(x_1)} - \frac{H^2}{2R^3(x)} \right) \right]} dx' dx = \\
& = \left| \text{в зоні Фраунгофера залишемо лише лінійні члени} \right| = \\
& = \int_D \dot{E}_{na\partial}(x) \dot{F}(x) \int_{-\frac{X'}{2}}^{\frac{X'}{2}} e^{-jk2 \left(\frac{x_1}{R(x_1)} - \frac{x}{R(x)} \right) \bar{x}'} dx' dx = \\
& = \int_D \dot{E}_{na\partial}(x) \dot{F}(x) \left(\frac{1}{-jk2 \left(\frac{x_1}{R(x_1)} - \frac{x}{R(x)} \right)} e^{-jk2 \left(\frac{x_1}{R(x_1)} - \frac{x}{R(x)} \right) \bar{x}'} \right)_{\frac{X'}{2}}^{\frac{X'}{2}} dx = \\
& = \int_D \dot{E}_{na\partial}(x) \dot{F}(x) \frac{1}{-jk2 \left(\frac{x_1}{R(x_1)} - \frac{x}{R(x)} \right)} \left(e^{-jk2 \left(\frac{x_1}{R(x_1)} - \frac{x}{R(x)} \right) \frac{X'}{2}} - e^{jk2 \left(\frac{x_1}{R(x_1)} - \frac{x}{R(x)} \right) \frac{X'}{2}} \right) dx = \\
& = \int_D \dot{E}_{na\partial}(x) \dot{F}(x) \frac{e^{jk2 \left(\frac{x_1}{R(x_1)} - \frac{x}{R(x)} \right) \frac{X'}{2}} - e^{-jk2 \left(\frac{x_1}{R(x_1)} - \frac{x}{R(x)} \right) \frac{X'}{2}}}{jk2 \left(\frac{x_1}{R(x_1)} - \frac{x}{R(x)} \right)} dx = \\
& = \int_D \dot{E}_{na\partial}(x) \dot{F}(x) \frac{\sin \left(k \left[\left(\frac{x_1}{R(x_1)} - \frac{x}{R(x)} \right) X' \right] \right)}{k \left[\left(\frac{x_1}{R(x_1)} - \frac{x}{R(x)} \right) X' \right]} dx = \\
& = \int_D \dot{E}_{na\partial}(x) \dot{F}(x) X' \operatorname{sinc} \left(k \left[\left(\frac{x_1}{R(x_1)} - \frac{x}{R(x)} \right) X' \right] \right) dx. \tag{2.26}
\end{aligned}$$

Підставляючи $x_1 = x + \Delta x$ і формули (2.21), (2.22), отримаємо такий вираз

$$\begin{aligned}
\hat{\dot{F}}(x_1) &= \int_D \dot{E}_{nad}(x) \dot{F}(x) X' \operatorname{sinc} \left(k \left[\left(\frac{x}{R(x_1)} + \frac{\Delta x}{R(x_1)} - \frac{x}{R(x)} \right) X' \right] \right) dx = \\
&= \int_D \dot{E}_{nad}(x) \dot{F}(x) X' \operatorname{sinc} \left(k \left[\left[\begin{aligned} &\frac{x}{\sqrt{H^2 + (x + \Delta x)^2}} + \\ &+ \frac{\Delta x}{\sqrt{H^2 + (x + \Delta x)^2}} - \frac{x}{\sqrt{H^2 + x^2}} \end{aligned} \right] X' \right] \right) dx \approx \\
&\approx \int_D \dot{E}_{nad}(x) \dot{F}(x) X' \operatorname{sinc} \left(k \left[\left[\left(\frac{\Delta x}{\sqrt{H^2 + (x + \Delta x)^2}} \right) X' \right] \right] \right) dx, \tag{2.27}
\end{aligned}$$

або

$$\hat{\dot{F}}(\Delta x) = \int_D \dot{E}_{nad}(x) \dot{F}(x) \Psi(\Delta x, x) dx, \tag{2.28}$$

де $\Psi(\Delta x, x) = X' \operatorname{sinc} \left(k \left[\left[\left(\frac{\Delta x}{\sqrt{H^2 + (x + \Delta x)^2}} \right) X' \right] \right] \right)$.

Введене допущення в (2.27) пов'язане зі значною малістю $\frac{x}{\sqrt{H^2 + (x + \Delta x)^2}} - \frac{x}{\sqrt{H^2 + x^2}}$ порівняно з $\frac{\Delta x}{\sqrt{H^2 + (x + \Delta x)^2}}$, тобто основний внесок у функцію $\operatorname{sinc} \left(k \left[\left[\left(\frac{\Delta x}{\sqrt{H^2 + (x + \Delta x)^2}} \right) X' \right] \right] \right)$ вносить складова $\frac{\Delta x}{\sqrt{H^2 + (x + \Delta x)^2}}$.

Розглянемо результат моделювання кожного доданка на рисунку 2.2 для таких параметрів: $H = 1000$ м, $x \in (0, 100)$ м, $\Delta x = 5$ м. Введемо для наочного подання моделювання такі позначення:

$$Add1(x, \Delta x) = \frac{x}{\sqrt{H^2 + (x + \Delta x)^2}},$$

$$Add2(x, \Delta x) = \frac{\Delta x}{\sqrt{H^2 + (x + \Delta x)^2}},$$

$$Add3(x) = \frac{x}{\sqrt{H^2 + x^2}}.$$

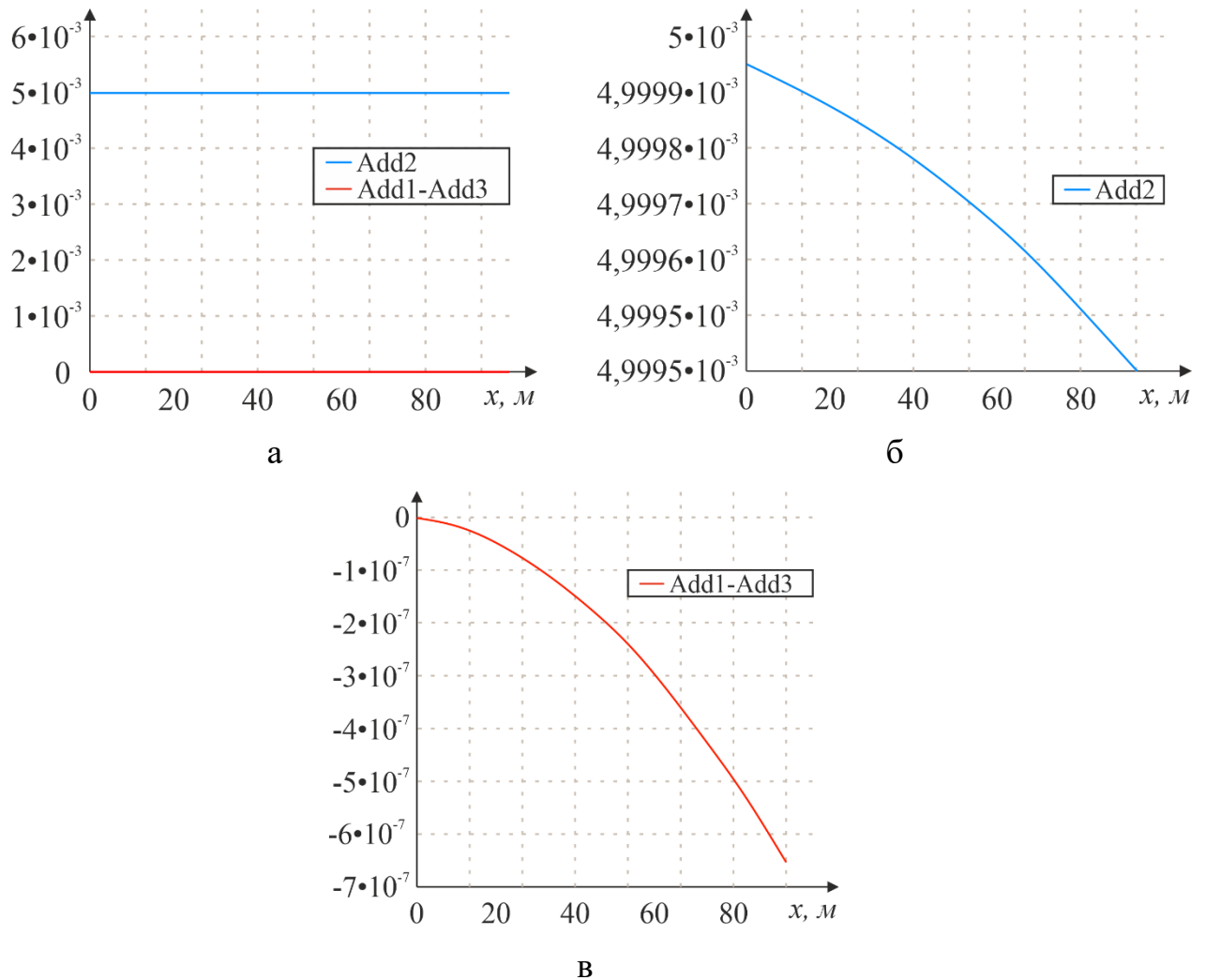


Рисунок 2.2 – Графіки зміни складових аргументу функції $\text{sinc}(\cdot)$: а – відмінність у змінах $Add2(x, \Delta x)$ і $Add1(x, \Delta x) - Add3(x)$; б – зміни $Add2(x, \Delta x)$; в – зміни $Add1(x, \Delta x) - Add3(x)$

З аналізу отриманих графіків випливає, що різниця першого і третього доданка на три порядки менша за значення другого доданка. Для підтвердження правомірності спрощення (2.27) проведено імітаційне моделювання для попередніх

умов, але різних значень $\Delta x \in (1, 100)$. Результати моделювання наведено на рисунку 2.3.

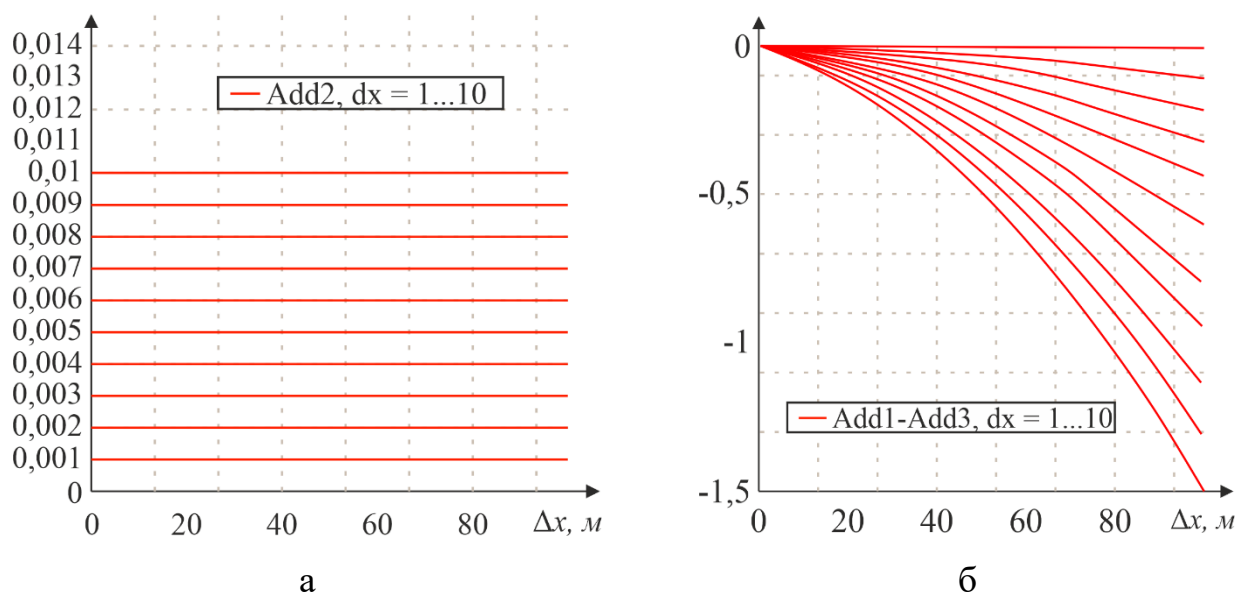


Рисунок 2.3 – Графіки функцій зміни доданків в аргументі функції $\text{sinc}(\cdot)$ для діапазону значень $\Delta x \in (1, 100)$: а – зміни $Add2(x, \Delta x)$; б – зміни $Add1(x, \Delta x) - Add3(x)$

З отриманих графіків на рисунку 2.3 випливає підтвердження можливості скоротити різницю першого і третього доданка, оскільки внесок другого доданка на три порядки більший за цю різницю.

Вигляд отриманої функції $X' \text{sinc}(k \Delta x (H^2 + (x + \Delta x)^2)^{-1/2} X')$ для випадку $H = 1000 \text{ м}$, $\Delta x \in (-100, 100) \text{ м}$, $x = 0 \text{ м}$, $X' = 1 \text{ м}$, $k = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi}{0,03 \text{ м}}$ наведено на рисунку 2.4. Перший нуль функції можна прийняти за роздільну здатність оцінки $\dot{F}(\Delta x)$ за кутовими координатами. Положення першого нуля обернено пропорційне величині X' , тобто розміру області реєстрації розсіяних сигналів, що показано на рисунку 2.5.

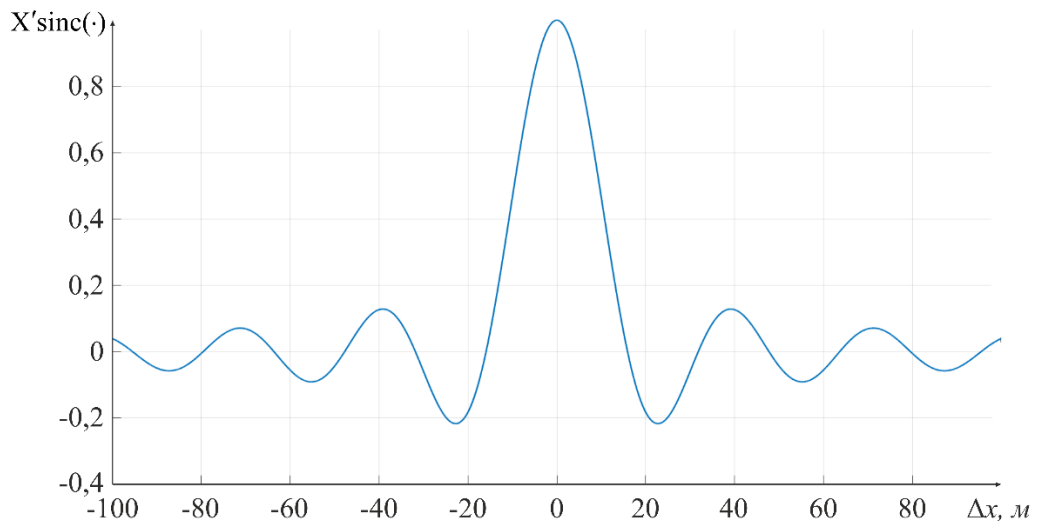


Рисунок 2.4 – Вид функції $X' \operatorname{sinc}(k \Delta x (H^2 + (x + \Delta x)^2)^{-1/2} X')$

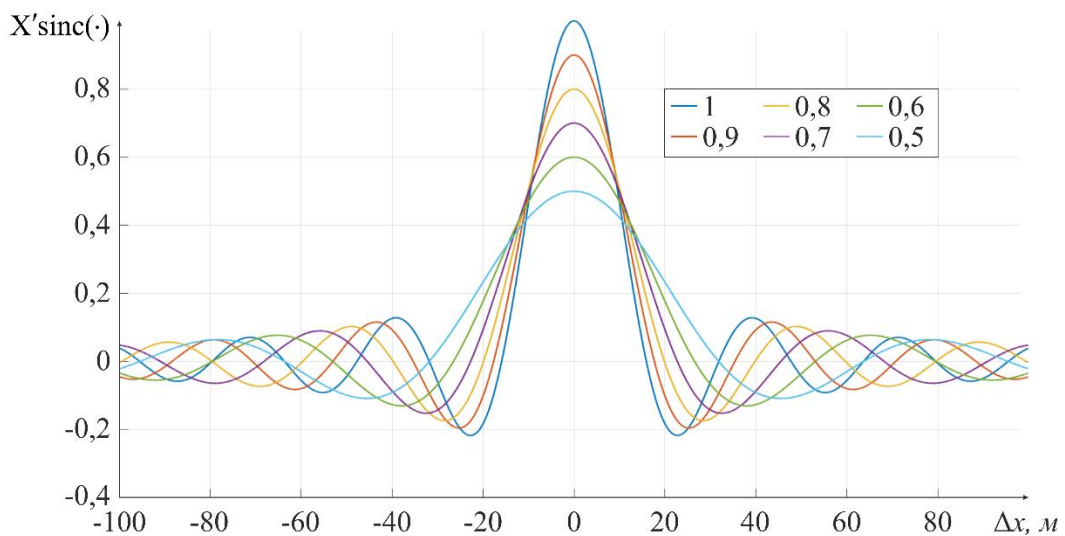


Рисунок 2.5 – Набор функцій $X' \operatorname{sinc}(\cdot)$ для різних розмірів X' області реєстрації сигналів

Таким чином у зоні Фраунгофера точність формування зображення з прямокутною апертурою визначатиметься розмірами області реєстрації. Цей висновок підтверджує майже всі наявні розрахунки антен і антенних систем у дальній зоні, характеризує роздільну здатність бортових радіолокаторів і систем реєстрації електромагнітних хвиль. Для підвищення точності необхідно враховувати інші члени в степені експоненти в рівнянні (2.25).

Беручи до уваги виконані розрахунки, запишемо первинне зображення таким чином

$$\hat{F}(\vec{r}_1) = \int_D \dot{E}_{nao}(\vec{r}) \dot{F}(\vec{r}) e^{j\phi(\vec{r}_1, \vec{r})} \dot{\Psi}(\vec{r}_1, \vec{r}) d\vec{r}, \quad (2.29)$$

де $\dot{\Psi}(\vec{r}_1, \vec{r})$ – первинна апаратна функція, у загальному випадку комплексна функція, ширина якої визначає роздільну здатність первинного відновлення функції $\dot{F}(\vec{r}_1)$. Функцію $e^{j\phi(\vec{r}_1, \vec{r})}$ називатимемо вторинною базисною функцією, що включає всі складові, які не ввійшли до $\dot{\Psi}(\vec{r}_1, \vec{r})$. Її застосування в комплексно-спряженій формі дає змогу істотно підвищити роздільну здатність систем синтезування апертури.

Вторинна обробка з урахуванням базисної функції $e^{-j\phi(\vec{r}_1, \vec{r}_2)}$ дасть синтезоване зображення

$$\hat{F}_{синт}(\vec{r}_2) = \int_D \dot{F}(\vec{r}) e^{j\phi_{синт}(\vec{r}_2, \vec{r})} \dot{\Psi}_{синт}(\vec{r}_2, \vec{r}) d\vec{r}, \quad (2.30)$$

що має вищу роздільну здатність, тобто вужчу вторинну апаратну функцію $\dot{\Psi}_{синт}(\vec{r}_2, \vec{r})$.

2.2 Синтезування апертури в зоні Френеля

Для випадку геометрії зондування, що спрощено відображено на рисунку 2.6, процес формування оцінки істинного когерентного зображення запишемо як

$$\begin{aligned} \hat{F}(x_1, y_1, x_t, y_t) &= \hat{F}(\vec{r}_1, \vec{r}_t) = \\ &= \int_D \hat{F}(\vec{r}) \Psi(\vec{r} - \vec{r}_1) \exp \left\{ -jk \left(\frac{|\vec{r} - \vec{r}_t|^2 - |\vec{r}_1 - \vec{r}_t|^2}{2H} \right) \right\} d\vec{r}. \end{aligned} \quad (2.31)$$

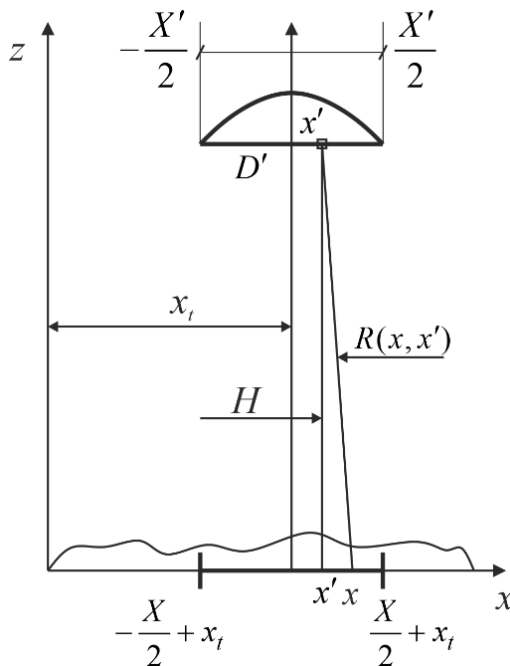


Рисунок 2.6 – Геометрія дистанційного зондування поверхні за однією координатою

Якщо ж повторно інтегрувати наведену формулу за змінною \vec{r}_1 (або ж \vec{r}_t), то можна отримати синтезоване зображення. Але перед цим необхідно помножити (2.31) на функцію, що являє собою АФР синтезованої апертури

$$\dot{I}_{\text{синт}}(\vec{r}_1, \vec{r}_t, \vec{r}_2) = \dot{\phi}^*(\vec{r}_1, \vec{r}_t, \vec{r}_2) \dot{\Psi}^*(\vec{r}_1 - \vec{r}_2), \quad (2.32)$$

Після інтегрування отримаємо

$$\begin{aligned} \hat{F}_{\text{синт}}(\vec{r}_2) &= \int_{D_1(D_{r_t})} \hat{F}(\vec{r}_1, \vec{r}_t) \dot{\phi}^*(\vec{r}_1, \vec{r}_t, \vec{r}_2) \dot{\Psi}^*(\vec{r}_2 - \vec{r}_1) d\vec{r}_1 \text{ (або } d\vec{r}_t) = \\ &= \int_D \hat{F}(\vec{r}) \int_{D_1(D_{r_t})} \dot{\phi}(\vec{r}_1, \vec{r}_t, \vec{r}) \Psi(\vec{r} - \vec{r}_1) \dot{\phi}^*(\vec{r}_1, \vec{r}_t, \vec{r}_2) \dot{\Psi}^*(\vec{r}_2 - \vec{r}_1) d\vec{r}_1 \text{ (або } d\vec{r}_t) d\vec{r} = \end{aligned}$$

$$= \int_D \dot{F}(\vec{r}) \dot{\psi}_{\text{синт}}(\vec{r}, \vec{r}_2) d\vec{r}, \quad (2.33)$$

де

$$\begin{aligned} \dot{\psi}_{\text{синт}}(\vec{r}, \vec{r}_2) &= \int_{D_{r_1}(D_{r_t})} \dot{\phi}(\vec{r}_1, \vec{r}_t, \vec{r}_2) \dot{\Psi}(\vec{r} - \vec{r}_1) \times \\ &\times \dot{\phi}^*(\vec{r}_1, \vec{r}_t, \vec{r}_2) \dot{\Psi}^*(\vec{r}_2 - \vec{r}_1) d\vec{r}_1 \text{ (або } d\vec{r}_t) \end{aligned} \quad (2.34)$$

– апаратна функція системи з синтезом апертури. Не менш часто зустрічаються такі назви цієї апаратної функції як ось функція невизначеності чи діаграма спрямованості синтезованої апертури. У (2.33), вибір метод огляду поверхні встановлює за якою саме змінною буде відбуватися інтегрування. Такий процес формування синтезованого зображення можна назвати оптимальним, якщо ж ставити задача статистичної оптимізації оцінки функції $\dot{F}(\vec{r})$ на фоні адитивної суміші білого шуму і прийнятого корисного сигналу, що відбився від поверхні. Така теза підтверджується прикладами обробки траєкторних сигналів у [103].

Можливість підвищення якості первинних когерентних зображень полягає у правильному виборі АФР $\dot{I}_{\text{синт}}(\vec{r}_1, \vec{r}_t, \vec{r}_2)$ та розширенні просторової області когерентної обробки первинних зображень. Для того щоб правильно обрати змінну інтегрування у (2.32) і саму синтезовану апертуру як області зміни змінної необхідно правильно інтерпретувати саму задачу. На рисунку 2.7 наведено декілька варіантів огляду поверхні, де кожен з цих варіантів має можливість формування синтезованих зображень. Ці варіанти цікаві нам тим, що в них наявна можливість отримання нової апаратної функції. Ширина цієї нової апаратної функції повинна у декілька раз бути меншою за апаратну функцію $\Psi(\vec{r}_1 - \vec{r}_2)$, яка є показником роздільної здатності системи формування первинного зображення.

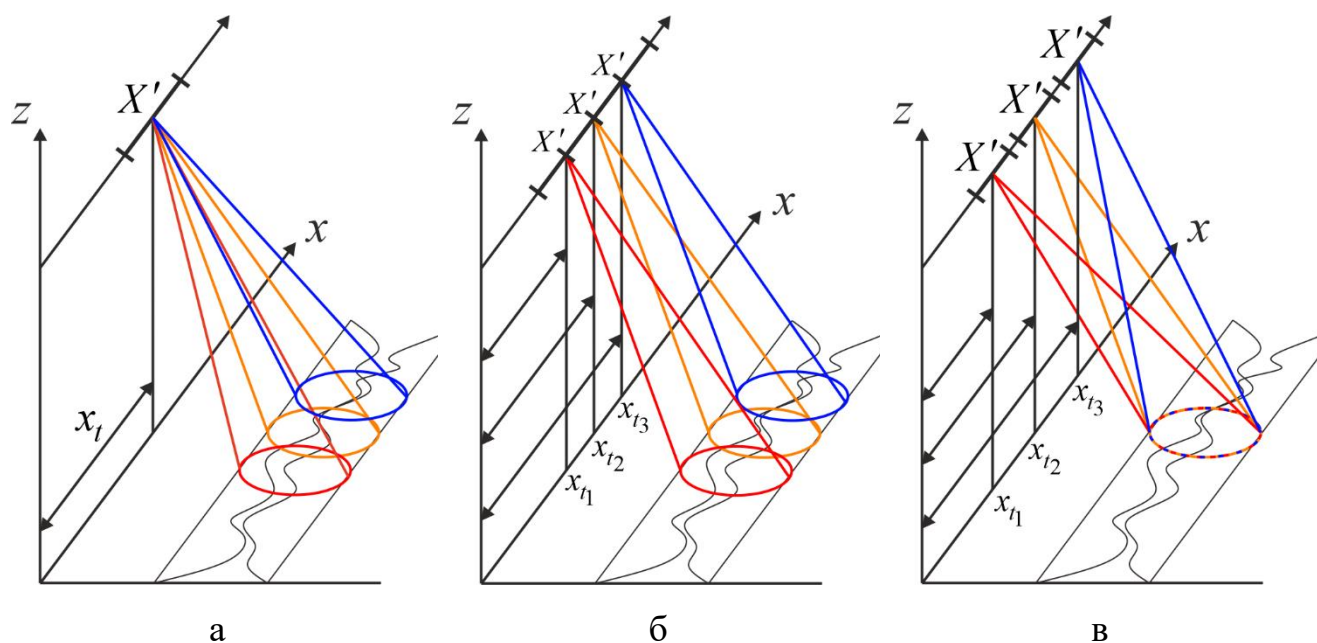


Рисунок 2.7 – Можливі варіанти огляду досліджуваної поверхні у системах синтезування апертури: а – віялоподібний; б – послідовне покриття одним променем; в – прожекторний

Вторинна обробка первинних когерентних зображень при віялоподібному огляді (промені незалежні). На рисунку 2.7, а, відображено метод формування первинного зображення $\hat{F}(\vec{r}_1, \vec{r}_t)$, що у свою чергу, є оцінкою істинного зображення $\dot{F}(\vec{r})$. Функція $\dot{F}(\vec{r})$ піддається згортці з апаратною функцією $\Psi(\vec{r} - \vec{r}_1)$ та множником $\phi(\vec{r}_1, \vec{r}_t, \vec{r})$ у первинному зображенні. Фізично, первинне зображення отримується шляхом опромінення поверхні віялом незалежних один від одного променів. Поверхня оглядається віялом незалежних променів, які являються собою апаратні функції $\Psi(\vec{r} - \vec{r}_1)$. Це відображає фізику процесу формування первинного зображення. Точкою перетину цих променів вважаємо фазовий центр області D' . Кожен промінь в антенній решітці називають або множником антенної решітки, або ж частковою ДС. Для кожного променя в області спостереження існує індивідуальний вихід та окремий елемент зображення, який характеризується роздільною здатністю, визначеною шириною апаратної функції. Стаціонарні системи з багатопроменевою структурою у радіодіапазоні відомі як стаціонарні системи радіобачення. Ключовою характеристикою даного варіанта є фіксованість положення єдиної області

спостереження та реєстрації поля D' , тобто координата \vec{r}_t стала. У контексті радіодіапазону, це, як правило, антенна решітка з необхідною схемою формування діаграми спрямованості. В цій ситуації єдиною змінною інтегрування, що дозволяє виконати спробу синтезу вторинного зображення, слугує змінна \vec{r}_1 . Виконуючи інтегрування виразу (2.33) по зазначеній змінній, синтезоване зображення може бути виражене наступним чином

$$\begin{aligned} \hat{F}_{\text{синт}, a}(\vec{r}_2, \vec{r}_t) &= \int_{D_{\eta}} \hat{F}(\vec{r}_1, \vec{r}_t) \dot{\phi}^*(\vec{r}_1, \vec{r}_t, \vec{r}_2) \dot{\Psi}^*(\vec{r}_2 - \vec{r}_1) d\vec{r}_1 = \\ &= \int_D \dot{F}(\vec{r}) \exp \left[-jk \left(\frac{|\vec{r} - \vec{r}_t|^2 - |\vec{r}_2 - \vec{r}_t|^2}{2H} \right) \right] \int_{D_{\eta}} \dot{\Psi}(\vec{r} - \vec{r}_1) \dot{\Psi}^*(\vec{r}_2 - \vec{r}_1) d\vec{r}_1 d\vec{r} = \\ &= \int_D \dot{F}(\vec{r}) \dot{\phi}_{\text{синт}}(\vec{r}, \vec{r}_t, \vec{r}_2) \dot{\Psi}_{\otimes \text{синт}}(\vec{r} - \vec{r}_2) d\vec{r}, \end{aligned} \quad (2.35)$$

де

$$\dot{\phi}_{\text{синт}}(\vec{r}, \vec{r}_t, \vec{r}_2) = \exp \left[-jk \left(\frac{|\vec{r} - \vec{r}_t|^2 - |\vec{r}_2 - \vec{r}_t|^2}{2H} \right) \right], \quad (2.36)$$

$$\dot{\Psi}_{\otimes \text{синт}}(\vec{r} - \vec{r}_2) = \int_D \Psi(\vec{r} - \vec{r}_1) \Psi(\vec{r}_2 - \vec{r}_1) d\vec{r}_1 \quad (2.37)$$

– автокореляційна функція апаратної функції,

$$|\dot{\phi}_{\text{синт}}(\vec{r}, \vec{r}_t, \vec{r}_2) \dot{\Psi}_{\otimes \text{синт}}(\vec{r} - \vec{r}_2)| = |\Psi_{\otimes}(\vec{r} - \vec{r}_1)|. \quad (2.38)$$

Отримане зображення практично не відрізняється за роздільною здатністю від зображення (2.31), що свідчить про неможливість синтезу зображення через інтегрування первинного зображення по змінній \vec{r}_1 . Це обумовлено незмінним положенням апертури D' та її незмінними розмірами. Проте, використання такої

кореляційної обробки може значно покращити якість зображення у випадках, коли присутні адитивні шумові завади.

Функція (2.32) може бути охарактеризована як комплексно зв'язаний одиничний сигнал, адже в рівнянні (2.31) являє собою фізичний сенс розсіяння на ділянках поверхні з коефіцієнтом розсіяння $\hat{F}(\vec{r})=1$. Відповідно до теорії оптимального прийняття рішень, при наявності білого шуму оптимальний алгоритм для оцінки функції $\hat{F}(\vec{r})$ під час вторинної обробки функції $\hat{F}(\vec{r}_1, \vec{r})$ представляє собою вказане кореляційне інтегрування із ваговою функцією (2.32), яка еквівалентна комплексно-спряженому одиничному сигналу. Цей метод обробки знижує рівень адитивного білого шуму, але на роздільну здатність зображення це майже не впливає.

Синтез апертури через вторинну обробку первинного когерентного зображення, отриманого за допомогою послідовного сканування області спостереження одним боковим або вертикальним променем. У цій ситуації первинне зображення формується або за рахунок переміщення області D' , або через охоплення простору спостереження множиною таких областей. На рисунку 2.7, б, кожна область сфокусована лише в одному напрямку, зокрема, на точку із координатами \vec{r}_t , що знаходиться у вертикальній площині. Таким чином, \vec{r}_1 дорівнює \vec{r}_t , а оцінка $\hat{F}(\vec{r}_1, \vec{r}_t)$ стає ідентичним $\hat{F}(\vec{r}_t)$. Можливо вибрати один із бічних променів (еквівалентно передньому або задньому бічному огляду в РСА). В такому випадку $\vec{r}_1 = \vec{r}_t + \vec{r}_{\Delta j}$ де $\vec{r}_{\Delta j}$ стале і $|\vec{r}_{\Delta j}|$ представляє собою відстань між точкою перетину вертикального променя з поверхнею D і точкою перетину напрямку максимуму обраного j -го бічного променя з поверхнею D . Варто зазначити, що у цьому прикладі аналізується зона Френеля, де $|\vec{r}_{\Delta j}|$ значно менше за H , а апаратні функції мають малі кутові розміри. Слід зазначити, що формула (2.31) була виведена на основі припущення, що в враховуються лише лінійні та квадратичні компоненти розкладу в ряд Тейлора відстані $R(\vec{r}, \vec{r}_t, \vec{r}')$.

У цьому методі формування первинного зображення поверхні досягається зміною \vec{r}_t , що веде до послідовного (через переміщення області спостереження та

реєстрації електромагнітного поля) або паралельного (через використання декількох ділянок D' одночасно) дослідження усіх (в ідеальних умовах) або визначеної кількості координатних точок зображення поверхні одним із вибраних променів (вертикальним або бічним). Таким чином, первинна оцінка когерентного зображення (2.31) за умови постійної зміни \vec{r}_t може бути виражено наступною формулою

$$\begin{aligned} \dot{E}_A(\vec{r}_1 = \vec{r}_t + \vec{r}_{\Delta j}, \vec{r}_t) &= \hat{F}(\vec{r}_t + \vec{r}_{\Delta j}, \vec{r}_t) = \int_D \dot{F}(\vec{r}) \dot{\phi}(\vec{r}_t + \vec{r}_{\Delta j}, \vec{r}_t, \vec{r}) \dot{\Psi}(\vec{r} - \vec{r}_t - \vec{r}_{\Delta j}) = \\ &= \int_D \dot{F}(\vec{r}) \dot{\Psi}(\vec{r} - \vec{r}_t - \vec{r}_{\Delta j}) \exp \left[-jk \left(\frac{|\vec{r} - \vec{r}_t|^2 - |\vec{r}_{\Delta j}|^2}{2H} \right) \right] d\vec{r}. \end{aligned} \quad (2.39)$$

Вторинну оцінку (синтезоване зображення) отримуємо в результаті інтегрування за змінною $\vec{r}_t = \vec{r}_1 - \vec{r}_{\Delta j}$ первинної оцінки з використанням вагової функції (2.32) та за умови, що $\vec{r}_{\Delta j}$ є сталим

$$\begin{aligned} \hat{F}_{\text{синт}, \delta}(\vec{r}_2) &= \int_{D_{r_t}} \hat{F}(\vec{r}_t + \vec{r}_{\Delta j}, \vec{r}_t) \dot{\phi}^*(\vec{r}_t + \vec{r}_{\Delta j}, \vec{r}_t, \vec{r}_2) \dot{\Psi}^*(\vec{r}_2 - \vec{r} - \vec{r}_{\Delta j}) d\vec{r}_t = \\ &= \int_D \dot{F}(\vec{r}) \int_{D_{r_t}} \dot{\Psi}(\vec{r} - \vec{r}_t - \vec{r}_{\Delta j}) \dot{\Psi}^*(\vec{r}_2 - \vec{r}_t - \vec{r}_{\Delta j}) \exp \left[-jk \left(\frac{|\vec{r} - \vec{r}_t|^2 - |\vec{r}_2 - \vec{r}_t|^2}{2H} \right) \right] d\vec{r}_t d\vec{r} = \\ &= \int_D \dot{F}(\vec{r}) \dot{\psi}_{\text{синт}}(\vec{r}, \vec{r}_2) d\vec{r}. \end{aligned} \quad (2.40)$$

де

$$\begin{aligned} \dot{\psi}_{\text{синт}}(\vec{r}, \vec{r}_2) &= \int_{D_{r_t}} \dot{\Psi}(\vec{r} - \vec{r}_t - \vec{r}_{\Delta j}) \dot{\Psi}^*(\vec{r}_2 - \vec{r}_t - \vec{r}_{\Delta j}) \times \\ &\times \exp \left[-jk \left(\frac{|\vec{r} - \vec{r}_t|^2 - |\vec{r}_2 - \vec{r}_t|^2}{2H} \right) \right] d\vec{r}_t. \end{aligned} \quad (2.41)$$

Ширина модуля функції $\dot{\Psi}_{\text{синт}}(\vec{r}, \vec{r}_2)$ визначає роздільну здатність у синтезованому зображенні. Задля спрощення розрахунків припустимо, що апаратна функція $\dot{\Psi}(\vec{r} - \vec{r}_t - \vec{r}_{\Delta j})$ по змінній \vec{r} є симетричною та має форму прямокутника

$$\begin{aligned} \dot{\Psi}(\vec{r} - \vec{r}_t - \vec{r}_{\Delta j}) &= \Psi_{\square}(\vec{r} - \vec{r}_t - \vec{r}_{\Delta j}) = \Psi_{\square}(x - x_t - x_{\Delta j}) \Psi_{\square}(y - y_t - y_{\Delta j}) = \\ &= \begin{cases} 1, & x \in \left(x_t + x_{\Delta j} - \frac{X_{\text{синт}}}{2}, x_t + x_{\Delta j} + \frac{X_{\text{синт}}}{2} \right), y \in \left(y_t + y_{\Delta j} - \frac{Y_{\text{синт}}}{2}, y_t + y_{\Delta j} + \frac{Y_{\text{синт}}}{2} \right), \\ 0, & x \notin \left(x_t + x_{\Delta j} - \frac{X_{\text{синт}}}{2}, x_t + x_{\Delta j} + \frac{X_{\text{синт}}}{2} \right), y \notin \left(y_t + y_{\Delta j} - \frac{Y_{\text{синт}}}{2}, y_t + y_{\Delta j} + \frac{Y_{\text{синт}}}{2} \right). \end{cases} \end{aligned}$$

Функція $\dot{\Psi}(\vec{r} - \vec{r}_t - \vec{r}_{\Delta j})$ за змінної інтегрування також є симетричною та представлена у вигляді:

$$\begin{aligned} \Psi_{\square}(\vec{r} - \vec{r}_t - \vec{r}_{\Delta j}) &= \Psi_{\square}(x - x_t - x_{\Delta j}) \Psi_{\square}(y - y_t - y_{\Delta j}) = \\ &= \begin{cases} 1, & x_t \in \left(x - x_{\Delta j} - \frac{X_{\text{синт}}}{2}, x - x_{\Delta j} + \frac{X_{\text{синт}}}{2} \right), y_t \in \left(y - y_{\Delta j} - \frac{Y_{\text{синт}}}{2}, y - y_{\Delta j} + \frac{Y_{\text{синт}}}{2} \right), \\ 0, & x_t \notin \left(x - x_{\Delta j} - \frac{X_{\text{синт}}}{2}, x - x_{\Delta j} + \frac{X_{\text{синт}}}{2} \right), y_t \notin \left(y - y_{\Delta j} - \frac{Y_{\text{синт}}}{2}, y - y_{\Delta j} + \frac{Y_{\text{синт}}}{2} \right). \end{cases} \end{aligned}$$

Розміри синтезованої апертури будуть задаватися шириною цієї функції за кожною зі змінних. Для прикладу, під час формування первинного зображення за допомогою вертикальних променів, тобто при $\vec{r}_{\Delta j} = 0$, ці розміри встановлюються співвідношеннями

$$\begin{aligned} \dot{\Psi}(x, x_1, y, y_1) &= X'Y' \operatorname{sinc}\left(\frac{k}{2H}(x - x_1)X'\right) \operatorname{sinc}\left(\frac{k}{2H}(y - y_1)Y'\right), \\ \Delta x = (x - x_1) &= \frac{2}{X'} \frac{H}{k} \pi = \frac{2}{X'} \frac{H}{2\pi} \pi = \lambda \frac{H}{X'}, \end{aligned}$$

$$\Delta y = (y - y_1) = \frac{2}{Y'} \frac{H}{k} \pi = \frac{2}{Y'} \frac{H}{\frac{2\pi}{\lambda}} \pi = \lambda \frac{H}{Y'},$$

$$X_{\text{синт}} = \Delta x = \lambda H / X', \quad Y_{\text{синт}} = \Delta y = \lambda H / Y'. \quad (2.42)$$

Після перерахунку формули (2.41) з урахуванням припущень отримаємо

$$\dot{\Psi}_{\text{синт}}(\vec{r}, \vec{r}_2) = \dot{\phi}_{\text{синт}}(\vec{r} - \vec{r}_2) \dot{\Psi}_{\text{синт}}(\vec{r} - \vec{r}_2), \quad (2.43)$$

де

$$\dot{\phi}_{\text{синт}}(\vec{r} - \vec{r}_2) \approx \exp(-jk(\vec{r} - \vec{r}_2) \vec{\mathcal{G}}_{\Delta j}), \quad \vec{\mathcal{G}}_{\Delta j} = \left(\vec{\mathcal{G}}_{x\Delta j} \approx \frac{x_{\Delta j}}{H}, \vec{\mathcal{G}}_{y\Delta j} \approx \frac{y_{\Delta j}}{H} \right), \quad (2.44)$$

$$\dot{\Psi}_{\text{синт}}(\vec{r} - \vec{r}_2) = X_{\text{синт}} Y_{\text{синт}} \left(1 - \frac{|x - x_2|}{X_{\text{синт}}} \right) \left(1 - \frac{|y - y_2|}{Y_{\text{синт}}} \right) \times$$

$$\times \text{sinc} \left(\frac{jk(x - x_2)}{2H} X_{\text{синт}} \right) \text{sinc} \left(\frac{jk(y - y_2)}{2H} Y_{\text{синт}} \right). \quad (2.45)$$

Ширина модулю синтезованої функції невизначеності за першими нулями можна розрахувати як

$$\frac{k\Delta x_{\text{синт}}}{2H} X_{\text{синт}} = \pi \rightarrow \Delta x_{\text{синт}} = \frac{\lambda}{X_{\text{синт}}} H = X', \quad (2.46)$$

$$\frac{k\Delta y_{\text{синт}}}{2H} Y_{\text{синт}} = \pi \rightarrow \Delta y_{\text{синт}} = \frac{\lambda}{Y_{\text{синт}}} H = Y'. \quad (2.47)$$

Отже, з цього випливає, що розрізняльна здатність синтезованого зображення по координаті \vec{r} відповідає розмірам за цією координатою тієї зони спостереження, що була залучена у формуванні зображення первинного. Відомо, що у РСА $\Delta x_{\text{синт}}$ є розміром бортової антени, що встановлена вздовж фюзеляжу, тоді як $X_{\text{синт}}$

означає розмір по координаті x зони, що опромінена діаграмою спрямованості цієї антени, або іншими словами, функцією $\dot{\Psi}(\vec{r} - \vec{r}_i)$. Таке первинне зображення системах з синтезуванням апертури називають радіо голограмою або траєкторним сигналом.

Тоді синтезоване зображення (2.40) буде представлене у формі

$$\begin{aligned} \hat{F}_{\text{синт}, \delta}(\vec{r}_2) &= \int_D \dot{F}(\vec{r}) \dot{\phi}_{\text{синт}}(\vec{r} - \vec{r}) \dot{\Psi}(\vec{r} - \vec{r}_2) d\vec{r} \approx \\ &\approx \int_D \dot{F}(\vec{r}) \dot{\Psi}_{\text{синт}}(\vec{r} - \vec{r}_2) \exp[-jk(\vec{r} - \vec{r}_2) \vec{g}_{\Delta j}] d\vec{r}. \end{aligned} \quad (2.48)$$

Цей підхід до синтезу зображень може бути переважно застосовано у радіосистемах, що зумовлено розміром первинних апертур – від кількох до сотень довжин хвиль, та можливістю реалізації таких первинних апертур в реальних умовах. Роздільна здатність систем синтезу зображень приблизно відповідає цим розмірам і представляє собою максимально досяжні показники. У випадку оптичного діапазону, створення апертур з розмірами в кілька довжин хвиль є більш складним завданням з технологічної точки зору та не завжди є обґрунтованим з точки зору доцільності. Первинна обробка в оптичному діапазоні може бути здійснена за допомогою послідовного або паралельного сканування поверхні за допомогою мікролінз, розташованих у зоні спостереження D' . Вторинна обробка здійснюється за допомогою лінз більшого розміру, що відповідають розмірам синтезованих апертур. Під час реєстрації оптичних когерентних полів за допомогою цифрових некогерентних пристроїв, синтез апертури, який базується на принципах когерентної обробки, потрібно поєднувати з когерентними методами реконструкції цифрових голограм.

Підкреслимо особливу характеристику методу синтезу апертур. Менший розмір первинної апертури спричиняє збільшення розміру ділянки поверхні, що охоплюється первинною апаратною функцією, що, в свою чергу, знижує роздільну здатність первинного зображення. Однак, оскільки розміри цієї ділянки поверхні (в границях первинної апаратної функції) відповідають розмірам синтезованої

апертури, це відкриває можливості для створення синтезованого зображення з вищою роздільною здатністю під час вторинної обробки. Втім, якщо розміри первинної апертури в зоні спостереження і реєстрації ЕМП перевищують лінійні розміри первинної системної функції на поверхні зображення, то необхідність подальшої обробки первинного зображення відпадає, адже така обробка не призведе до збільшення роздільної здатності зображення.

Синтез апертури при прожекторному огляді. Розгляньмо третій спосіб потенційної реалізації синтезованої апертури та отримання синтезованого зображення з підвищеною роздільною здатністю. Цей спосіб відображено геометрією, представленою на рисунку 2.7, в, і називається методом прожекторного (або ж телескопічного) огляду досліджуваної поверхні. У цьому випадку змінюється позиція області реєстрації D' (первинної апертури), тобто \vec{r}_t зміщується, в той час як просторове положення досліджуваною ділянки поверхні D , що опромінюється первинною апертурою, стає. Це забезпечується перефокусуванням первинної апертури за рахунок зміни АФР $I(\vec{r}', \vec{r}_t, \vec{r}_1)$ при переміщенні області D' . Це означає, що у формулі (2.31) фіксується просторове положення функції $\Psi(\vec{r} - \vec{r}_1) = \Psi(\vec{r} - \vec{r}_{10})$, отже й точка \vec{r}_1 дорівнює \vec{r}_{10} . При повторному фокусуванні первинної апертури на точку \vec{r}_1 вигляд (форма) функції $\Psi(\vec{r} - \vec{r}_1)$ може дещо змінюватись. Задля спрощення, припустимо, що ці зміни несуттєві та ними можна знехтувати. Загалом, розміри синтезованої апертури та область змін кутових положень виділеної ділянки, описаної функцією $\Psi(\vec{r} - \vec{r}_{10})$, можуть бути необмеженими. При такій геометрії, область змін \vec{r}_t , а отже і область визначення синтезованої апертури, обрана відносно малою для забезпечення можливості розкладу відстані $R(\vec{r}_1, \vec{r}_t, \vec{r}')$ у ряд Тейлора з врахуванням лише квадратичних членів. Проте, розміри такої області мають бути як мінімум у кілька разів більшими за розміри опроміненої ділянки поверхні, описаної функцією $\Psi(\vec{r} - \vec{r}_{10})$. Варто відмітити, що у попередньому способі формування синтезованого зображення ширина функції $\Psi(\vec{r} - \vec{r}_1)$ означала розміри

синтезованої апертури. Таким чином, роздільна здатність у цьому підході буде значно кращою, принаймні, у кілька разів.

Формулу (2.31) перепишемо у такому вигляді

$$\hat{F}(\vec{r}_{10}, \vec{r}_t) = \int_D \dot{F}(\vec{r}) \dot{\Psi}(\vec{r} - \vec{r}_{10}) \exp \left[-jk \left(\frac{|\vec{r} - \vec{r}_2|^2 - |\vec{r}_{10} - \vec{r}_t|^2}{2H} \right) \right] d\vec{r}. \quad (2.49)$$

Функція (2.31) фіксованому \vec{r}_t являє собою первинне зображення, подане першим можливим варіантом реалізації синтезованої апертури. Якщо \vec{r}_1 співпадає з максимумом променя, та змінюється як і змінна \vec{r}_t з точністю до константи як $\vec{r}_1 = \vec{r}_t + \vec{r}_\Delta$ ($\vec{r}_\Delta = const$), то отримуємо первинне зображення, характерне для другого методу отримання синтезованого зображення. У випадку третього варіанта, який зараз розглядаємо, величини $\hat{F}(\vec{r}_{10}, \vec{r}_t)$ у формулі (2.45) представляють собою певні інтегральні комплексні числа, що виникають внаслідок сумарного приймання сигналів, отриманих приймальними елементами з різних точок визначеної області спостереження поверхні в границях функції $\dot{\Psi}(\vec{r} - \vec{r}_{10})$. В межах розмірів цієї функції має бути створено синтезоване зображення. Таким чином, ширина апаратної функції після проведення процесу синтезу апертури має бути значно меншою за функцію $\dot{\Psi}(\vec{r} - \vec{r}_{10})$. Варто зазначити, що в попередніх методах ділянка поверхні, охоплена функцією $\dot{\Psi}(\vec{r} - \vec{r}_1)$, розглядалася як один роздільний елемент у первинному зображенні.

При здійсненні цього методу телескопічного огляду, приймачі (як-от антени) мають бути встановлені під різноманітними кутами у різних точках із координатами \vec{r}_t відносно зони визначення передбачуваного синтезованого зображення. В оптимальному варіанті, кількість таких точок у області спостереження має бути безперервно нескінченною. На практиці, це повинна бути решітка з такою дискретизацією інтервалів, яка забезпечувала б необхідну роздільну здатність. В системах РСА, це функція часу ($\vec{r}_t = \vec{v}t$, де \vec{v} є швидкістю

носія), що природно забезпечує безперервне охоплення одновимірної області спостереження вздовж траєкторії політу літального апарату.

Щоб отримати синтезоване зображення, треба перемножити вираз (2.49) та базисну функцію з фіксованою координатою $\vec{r} = \vec{r}_{10}$

$$\begin{aligned} \dot{I}_{\text{синт}}(\vec{r}_{10}, \vec{r}_t, \vec{r}_2) &= \dot{\Psi}(\vec{r}_2 - \vec{r}_{10}) \dot{\phi}^*(\vec{r}_{10}, \vec{r}_t, \vec{r}_2) = \\ &= \dot{\Psi}(\vec{r}_2 - \vec{r}_{10}) \exp \left[jk \left(\frac{|\vec{r}_2 - \vec{r}_t|^2 - |\vec{r}_{10} - \vec{r}_t|^2}{2H} \right) \right], \end{aligned} \quad (2.50)$$

та проінтегрувати вираз по змінній \vec{r}_t .

Отримаємо

$$\begin{aligned} \hat{F}_{\text{синт, в}}(\vec{r}_2, \vec{r}_{10}) &= \int_{D_{\vec{r}_t}} \hat{F}(\vec{r}_{10}, \vec{r}_t) \dot{\Psi}(\vec{r}_2 - \vec{r}_{10}) \exp \left[jk \left(\frac{|\vec{r}_2 - \vec{r}_t|^2 - |\vec{r}_{10} - \vec{r}_t|^2}{2H} \right) \right] d\vec{r}_t = \\ &= \int_D \dot{F}(\vec{r}) \dot{\psi}_{\text{синт}}(\vec{r}, \vec{r}_2, \vec{r}_{10}) d\vec{r}, \end{aligned} \quad (2.51)$$

де

$$\begin{aligned} \dot{\psi}_{\text{синт}}(\vec{r}, \vec{r}_2, \vec{r}_{10}) &= \dot{\Psi}(\vec{r} - \vec{r}_{10}) \dot{\Psi}(\vec{r}_2 - \vec{r}_{10}) \times \\ &\times \int_{D_{\vec{r}_t}} \exp \left[-jk \left(\frac{|\vec{r} - \vec{r}_t|^2 - |\vec{r}_2 - \vec{r}_t|^2}{2H} \right) \right] d\vec{r}_t, \end{aligned} \quad (2.52)$$

ніщо інше, як апаратна функція, відповідальна за роздільну здатність синтезованого зображення. Ширина цієї функції має бути як мінімум у декілька разів вужчою за широту зони спостереження, визначеної $\dot{\Psi}(\vec{r} - \vec{r}_{10})$. Ця ширина обумовлюється розмірами синтезованої апертури $D_{\vec{r}_t}$. У формулі (2.51), формально, можливо обрати розміри синтезованої апертури як безкінечні. Проте, ця формула була виведена з використанням наближення зони Френеля, яке передбачає врахування лише квадратичних членів у розкладанні відстані до

елементів поверхні за рядом Тейлора. Таким чином, для відповідності наближенню Френеля, розміри області синтезу апертури $D_{\vec{r}_i}$ мають бути відносно малими, тобто не повинні перевищувати розміри області, визначеної $\dot{\Psi}(\vec{r} - \vec{r}_{10})$, більше ніж у кілька разів. Таким чином, можна припустити, що

$$\dot{\Psi}(\vec{r} - \vec{r}_{10})\dot{\Psi}(\vec{r}_2 - \vec{r}_{10}) \approx |\dot{\Psi}(\vec{r} - \vec{r}_{10})|^2 \approx |\dot{\Psi}(\vec{r}_2 - \vec{r}_{10})|^2. \quad (2.53)$$

З метою спрощення обчислення апаратної функції (2.52), оберемо область $\vec{r}_i \in D_{\vec{r}_i}$ у формі прямокутника, припускаючи, що $\vec{r}_{10} = 0$,

$$x_t \in \left(-\frac{X_t}{2} + x_{10}, \frac{X_t}{2} + x_{10} \right), \quad y_t \in \left(-\frac{Y_t}{2} + Y_{10}, \frac{Y_t}{2} + y_{10} \right). \quad (2.54)$$

Тоді

$$\dot{\Psi}_{\text{синт}}(\vec{r}, \vec{r}_2, \vec{r}_{10}) = |\dot{\Psi}(\vec{r} - \vec{r}_{10})|^2 \dot{\Psi}_{\text{синт}}(\vec{r} - \vec{r}_2) \dot{\phi}_{\text{синт}}(\vec{r}, \vec{r}_2), \quad (2.55)$$

де

$$\dot{\Psi}_{\text{синт}}(\vec{r} - \vec{r}_2) = X_t Y_t \text{sinc}\left(\frac{k}{H} \frac{X_t}{2} (x - x_2)\right) \text{sinc}\left(\frac{k}{H} \frac{Y_t}{2} (y - y_2)\right), \quad (2.56)$$

$$\dot{\phi}_{\text{синт}}(\vec{r}, \vec{r}_2) = \exp\left[jk \bar{\mathcal{G}}_{10}(\vec{r} - \vec{r}_2)\right]. \quad (2.57)$$

Тоді формулу для синтезованого зображення можна представити таким чином:

$$\widehat{F}_{\text{синт}, \omega}(\vec{r}_2, \vec{r}_{10}) = \int \dot{F}(\vec{r}) |\dot{\Psi}(\vec{r} - \vec{r}_{10})|^2 \dot{\Psi}_{\text{синт}}(\vec{r} - \vec{r}_2) \dot{\phi}_{\text{синт}}(\vec{r}, \vec{r}_2) d\vec{r}. \quad (2.58)$$

Варто зазначити, що зовнішній вигляд виразів для первинних та синтезованих когерентних зображень є схожим з невеликими відмінностями. Проте, в синтезованих зображеннях апаратна функція характеризується більшою вузькістю.

2.3 Синтез апертури в зоні Фраунгофера

Розгляньмо спочатку геометрію зондування як на рисунку 2.7, а, за умови постійності \vec{r}_t . Для зони Френеля (згідно формул (2.35) – (2.38)), єдиною змінною, яка дозволяє синтезувати вторинний образ, є змінна \vec{r}_1 . Відтак, виконавши множення первинного зображення, визначеного формулою

$$\hat{F}(\vec{\mathcal{Q}}_1, \vec{r}_1) = \int_D \dot{F}(\vec{r}) \dot{\Psi}(\vec{r} - \vec{r}_1) \exp[jk\vec{\mathcal{Q}}_1(\vec{r} - \vec{r}_1)] d\vec{r}, \quad (2.59)$$

на комплексно-спряжену функцію

$$\dot{\phi}(\vec{r}_t, \vec{r}, \vec{r}_1) = \exp\{jk\vec{\mathcal{Q}}_1(\vec{r}_1 - \vec{r})\}, \quad (2.60)$$

та інтегруючи по змінній \vec{r}_1 , отримуємо синтезоване зображення

$$\begin{aligned} \hat{F}_{\text{синт, а}}(\vec{\mathcal{Q}}_1, \vec{r}_2) &= \int_{D_{r_1}} \hat{F}(\vec{\mathcal{Q}}_1, \vec{r}_1) \dot{\phi}^*(\vec{\mathcal{Q}}_1, \vec{r}_2, \vec{r}_1) \dot{\Psi}(\vec{r}_2 - \vec{r}_1) d\vec{r}_1 = \\ &= \int_D \dot{F}(\vec{r}) \int_{D_{r_1}} \dot{\Psi}(\vec{r} - \vec{r}_1) \dot{\Psi}(\vec{r}_2 - \vec{r}_1) \exp(jk\vec{\mathcal{Q}}_1(\vec{r} - \vec{r}_1)) \exp(-jk\vec{\mathcal{Q}}_1(\vec{r}_2 - \vec{r}_1)) d\vec{r}_1 d\vec{r} = \\ &= \int_D \dot{F}(\vec{r}) \dot{\Psi}_{\otimes}(\vec{r} - \vec{r}_2) \exp(-jk\vec{\mathcal{Q}}_1(\vec{r} - \vec{r}_2)) d\vec{r}, \end{aligned} \quad (2.61)$$

де

$$\Psi_{\otimes}(\vec{r} - \vec{r}_2) = \int_{D_{r_1}} \Psi(\vec{r} - \vec{r}_1) \Psi(\vec{r}_2 - \vec{r}_1) d\vec{r}_1. \quad (2.62)$$

Як і у випадку з зоною Френеля, роздільна здатність синтезованого та вихідного зображень практично не розрізняється. Проте, така кореляційна обробка первинного зображення $\hat{F}(\vec{\vartheta}, \vec{r}_1)$ через множення його на функцію $\hat{\phi}^*(\vec{\vartheta}_1, \vec{r}_2, \vec{r}_1)$ та інтегруванні по змінній \vec{r}_1 є оптимальною для відновлення вихідного зображення, коли воно «змішане» з білим шумом. Такий метод обробки ефективніше використовує енергетику зображення та зменшує білий шум.

Метод послідовного однепроменевого огляду. Тут область D' фокусується лише в одному i -му напрямку, під кутом ϑ_j (або вертикально). У цьому контексті $\vec{r}_1 = \vec{r}_i + \vec{r}_{\Delta j}$, $\vec{r}_{\Delta j} = const$, $\vec{\vartheta}_j = const$, і $|\vec{r}_{\Delta j}| = H \times ctg\theta_z$ — це відстань від точки з координатами \vec{r}_i до точки перетину осі j -го променя з поверхнею D , при цьому $\cos\theta_z = \sqrt{1 - \vartheta_x^2 - \vartheta_y^2}$.

Первинне зображення утворюється за допомогою послідовного чи паралельного сканування вибраним променем (одним і зі сталим кутовим напрямком його максимуму) області визначення поверхневого зображення (охоплюючи всі його точки у найкращому випадку). Цей процес здійснюється шляхом відповідної зміни \vec{r}_i , що надає переміщення області спостереження і реєстрації D' і, таким чином, зміщення положення променя. У вираз (2.60) підставимо $\vec{r}_1 = \vec{r}_i + \vec{r}_{\Delta j}$

$$\hat{\phi}(\vec{r}_i, \vec{r}, \vec{r}_1) = \hat{\phi}(\vec{\vartheta}_1, \vec{r}, \vec{r}_i + \vec{r}_{\Delta j}) = \exp\left(jk\vec{\vartheta}_1(\vec{r} - \vec{r}_i - \vec{r}_{\Delta j})\right). \quad (2.63)$$

Отже, первинну оцінку (2.59) когерентного зображення за умови безперервної зміни \vec{r}_i представимо у такій формі

$$\hat{F}(\vec{\vartheta}, \vec{r}_1) \Big|_{\vec{r}_1 = \vec{r}_i + \vec{r}_{\Delta j}} = \hat{F}(\vec{\vartheta}_j, \vec{r}_i) = \int_D \hat{F}(\vec{r}) \Psi(\vec{r} - \vec{r}_i - \vec{r}_{\Delta j}) \exp\left(jk\vec{\vartheta}_j(\vec{r} - \vec{r}_i - \vec{r}_{\Delta j})\right) d\vec{r}.$$

Виконавши множення первинної оцінки з комплексно-зв'язаним коефіцієнтом при $\vec{F}(\vec{r})$ та проінтегрувавши по \vec{r}_t , получимо синтезоване зображення

$$\begin{aligned}
 \widehat{F}_{\text{синт, } \delta}(\vec{r}_2) &= \int_{D_{r_t}} \widehat{F}(\vec{g}_j, \vec{r}_t) \Psi(\vec{r}_2 - \vec{r}_t - \vec{r}_{\Delta j}) \exp(-jk\vec{g}_j(\vec{r}_2 - \vec{r}_t - \vec{r}_{\Delta j})) d\vec{r}_t = \\
 &= \int_D \dot{F}(\vec{r}) \int_{D_{r_t}} \Psi(\vec{r} - \vec{r}_t - \vec{r}_{\Delta j}) \Psi(\vec{r}_2 - \vec{r}_t - \vec{r}_{\Delta j}) \exp(jk\vec{g}_j(\vec{r} - \vec{r}_t - \vec{r}_{\Delta j})) \times \\
 &\quad \times \exp(-jk\vec{g}_j(\vec{r}_2 - \vec{r}_t - \vec{r}_{\Delta j})) \vec{r}_t d\vec{r} = \\
 &= \int_D \dot{F}(\vec{r}) \exp(jk\vec{g}_j(\vec{r} - \vec{r}_2)) \int_{D_{r_t}} \Psi(\vec{r} - \vec{r}_t - \vec{r}_{\Delta j}) \Psi(\vec{r}_2 - \vec{r}_t - \vec{r}_{\Delta j}) \vec{r}_t d\vec{r} = \\
 &= \int_D \dot{F}(\vec{r}) \Psi_{\otimes}(\vec{r} - \vec{r}_2) \exp(-jk\vec{g}_j(\vec{r} - \vec{r}_2)) d\vec{r}. \tag{2.64}
 \end{aligned}$$

Тут, як і в попередньому випадку, роздільна здатність первинного та синтезованого зображення залишається практично незмінною, тобто процес синтезу апертури не відбувається. Це пояснюється тим, що при розкладанні відстані, яка залежить від \vec{r} , у ряд Тейлора не беруться до уваги квадратичні члени.

Прожекторний метод огляду. У цьому методі, відображеному на рисунку 2.7, в, який застосовується для прожекторного огляду поверхні, відбувається зміна параметра \vec{r}_t , що впливає на положення області реєстрації D' електромагнітного поля. Однак, через модифікацію АФР в області D' при її різних положеннях, просторове положення функції $\Psi(\vec{r} - \vec{r}_1) = \Psi(\vec{r} - \vec{r}_{10})$ закріплюється, а $\vec{r}_1 = \vec{r}_{10}$ та є незмінним. Просторові розміри функції відповідають зовнішнім розмірам синтезованого зображення, себто його області визначення. Подібно до ситуації з синтезом апертури в зоні Френеля, припускаємо, що зміни у формі функції $\Psi(\vec{r} - \vec{r}_{10})$ під час зміни фокусу є незначними. У теорії, розміри області змінення значення \vec{r}_t як й області відповідних змін кутових положень досліджуваної ділянки поверхні можуть бути необмеженими. Проте, тут треба обирати область зміни \vec{r}_t відносно невеликою, аби забезпечити дотримання наближення зони Фраунгофера,

тобто, враховувати лише лінійні члени у розкладанні відстані у вигляді функції просторових координат. Вважаємо функцію $\dot{\Psi}(\vec{r} - \vec{r}_1)$ незмінною навколо $\vec{r}_1 = \vec{r}_{10}$, та надамо вигляду підінтегральному виразу (2.59) з урахуванням $\bar{\mathcal{G}}_1(\vec{r}_1) \approx \bar{\mathcal{G}}(\vec{r})$ як вираз, що явно залежить від змінної \vec{r}_t

$$\hat{F}(\vec{r}_t, \vec{r}_{10}) = \int_D F(\vec{r}) \dot{\Psi}(\vec{r} - \vec{r}_{10}) \exp\left\{jk \frac{\vec{r}_{10} - \vec{r}_t}{H} (\vec{r} - \vec{r}_{10})\right\} d\vec{r}. \quad (2.65)$$

Множимо отриманий вираз на функцію $\dot{\Psi}(\vec{r} - \vec{r}_{10})$ та на комплексно-зв'язаний компонент (2.60), що має вигляд функції змінної \vec{r}_t

$$\varphi^*(\vec{r}_2, \vec{r}_{10}, \vec{r}_t) = \exp\{jk \mathcal{G}(\vec{r}_2 - \vec{r}_{10})\} = \exp\left\{-jk \frac{\vec{r}_{10} - \vec{r}_t}{H} (\vec{r} - \vec{r}_{10})\right\}, \quad (2.66)$$

та інтегруючи по цій змінній (за умови незмінності \vec{r}_{10}), отримаємо синтезоване зображення

$$\begin{aligned} \hat{F}_{\text{синт, в}}(\vec{r}_2, \vec{r}_{10}) &= \int_{D_{r_t}} \hat{F}(\vec{r}_t, \vec{r}_{10}) \dot{\Psi}(\vec{r}_2 - \vec{r}_{10}) \varphi^*(\vec{r}_2, \vec{r}_{10}, \vec{r}_t) d\vec{r}_t = \\ &= \int_D \dot{F}(\vec{r}) \Psi(\vec{r} - \vec{r}_{10}) \Psi(\vec{r}_2 - \vec{r}_{10}) \times \\ &\times \int_{D_{r_t}} \exp\left\{jk \frac{\vec{r}_{10} - \vec{r}_t}{H} (\vec{r} - \vec{r}_{10})\right\} \exp\left\{-jk \frac{\vec{r}_{10} - \vec{r}_t}{H} (\vec{r} - \vec{r}_{10})\right\} d\vec{r}_t d\vec{r} = \\ &= \int_D \dot{F}(\vec{r}) \dot{\Psi}(\vec{r} - \vec{r}_{10}) \dot{\Psi}(\vec{r}_2 - \vec{r}_{10}) \times \\ &\times \exp\left[\frac{jk}{H} \vec{r}_{10} (\vec{r} - \vec{r}_2)\right] \int_{D_{r_t}} \exp\left[-\frac{jk}{H} \vec{r}_t (\vec{r} - \vec{r}_2)\right] d\vec{r}_t d\vec{r}. \end{aligned} \quad (2.67)$$

Визначимо, що нехай область реєстрації набуває форми прямокутника з межами

$$\vec{r}_t \in D_{\vec{r}_t}, \quad x_t \in \left(-\frac{X_t}{2} + x_{10}, \frac{X_t}{2} + x_{10} \right), \quad y_t \in \left(-\frac{Y_t}{2} + y_{10}, \frac{Y_t}{2} + y_{10} \right),$$

тоді

$$\begin{aligned} \int_{D_{r_t}} \exp \left[\frac{jk}{H} \vec{r}_t (\vec{r} - \vec{r}_2) \right] d\vec{r} &= \dot{\Psi}_{\text{синт}} (\vec{r} - \vec{r}_2) \exp \left[\frac{jk}{H} \vec{r}_{10} (\vec{r} - \vec{r}_2) \right] \approx \\ &\approx \dot{\Psi}_{\text{синт}} (\vec{r} - \vec{r}_2) \exp \left[jk \vec{\mathcal{G}}_{10} (\vec{r} - \vec{r}_2) \right], \end{aligned} \quad (2.68)$$

де $\dot{\Psi}_{\text{синт}} (\vec{r} - \vec{r}_2) = X_t Y_t \text{sinc} \left(\frac{jk}{H} \frac{X_t}{2} (x - x_2) \right) \text{sinc} \left(\frac{jk}{H} \frac{Y_t}{2} (y - y_2) \right)$.

Якщо ж апаратна функція системи побудови зображення вузька

$$\dot{\Psi}_{\text{синт}} (\vec{r} - \vec{r}_{10}) \dot{\Psi} (\vec{r}_2 - \vec{r}_{10}) \approx |\dot{\Psi} (\vec{r} - \vec{r}_{10})|^2 \approx |\dot{\Psi} (\vec{r}_2 - \vec{r}_{10})|^2. \quad (2.69)$$

Синтезоване зображення, що отримується при прожекторному огляді у зоні Фраунгофера, як результат обробки первинного зображення, можливо надати вигляду

$$\begin{aligned} \hat{F}_{\text{синт}, \text{в}} (\vec{r}_2, \vec{r}_{10}) &= \int_D \dot{F} (\vec{r}) |\dot{\Psi} (\vec{r} - \vec{r}_{10})|^2 \dot{\Psi}_{\text{синт}} (\vec{r} - \vec{r}_2) \exp \left\{ jk \vec{\mathcal{G}}_{10} (\vec{r} - \vec{r}_2) \right\} d\vec{r} \approx \\ &\approx |\dot{\Psi} (\vec{r}_2 - \vec{r}_{10})|^2 \int_D \dot{F} (\vec{r}) \dot{\Psi}_{\text{синт}} (\vec{r} - \vec{r}_2) \exp \left\{ jk \vec{\mathcal{G}}_{10} (\vec{r} - \vec{r}_2) \right\} d\vec{r}. \end{aligned} \quad (2.70)$$

У такому виразі відсутній множник з квадратичними значеннями координат, на відміну від зображення (2.58), який було отримано у зоні Френеля. Якщо області D' симетрично розташовані відносно області визначення зображення $|\dot{\Psi} (\vec{r} - \vec{r}_{10})|^2$, то коефіцієнт $\exp \left\{ jk \vec{\mathcal{G}}_{10} (\vec{r} - \vec{r}_2) \right\}$ не буде мати істотного значення. Це дає нам можливість змінити початок координат, а саме перемістити початок у точку \vec{r}_{10} , таким чином \vec{r}_{10} дорівнює нулю та $\exp \left\{ jk \vec{\mathcal{G}}_{10} (\vec{r} - \vec{r}_2) \right\} = 1$.

У вертикальному напрямку, ми можемо замість \vec{r}_t перейти до напрямних косинусів

$$\frac{\vec{r}_{10} - \vec{r}_t}{H} \approx \vec{\mathcal{G}}, \quad (2.71)$$

які вказують напрямки від початку координат O' на точку \vec{r}_{10} , у їх можливих положеннях у площині спостереження.

Беручи базисну функцію (2.66) типу

$$\varphi^*(\vec{r}_2, \vec{r}_{10}, \vec{r}_t) \approx \exp\{-jk\vec{\mathcal{G}}(\vec{r}_2 - \vec{r}_{10})\}, \quad (2.72)$$

та інтегруючи за напрямними косинусами $\vec{\mathcal{G}}$, отримаємо синтезоване зображення

$$\begin{aligned} \widehat{F}_{\text{синт, в}}(\vec{r}_2, \vec{r}_{10}) &= \int_{\Theta} \widehat{F}(\vec{\mathcal{G}}, \vec{r}_{10}) \varphi^*(\vec{r}_2, \vec{r}_{10}, \vec{\mathcal{G}}) d\vec{\mathcal{G}} = \\ &= \int_D \vec{F}(\vec{r}) \dot{\Psi}(\vec{r} - \vec{r}_{10}) \dot{\Psi}(\vec{r}_2 - \vec{r}_{10}) \int_{\Theta} \exp\{jk\vec{\mathcal{G}}(\vec{r} - \vec{r}_{10})\} \exp\{-jk\vec{\mathcal{G}}(\vec{r}_2 - \vec{r}_{10})\} d\vec{\mathcal{G}} d\vec{r} \approx \\ &\approx |\dot{\Psi}(\vec{r}_2 - \vec{r}_{10})|^2 \int_D \vec{F}(\vec{r}) \dot{\Psi}_{\text{синт}}(\vec{r} - \vec{r}_2) d\vec{r}, \end{aligned} \quad (2.73)$$

де

$$\dot{\Psi}_{\text{синт}}(\vec{r} - \vec{r}_2) = \int_{\Theta} \exp\{jk\vec{\mathcal{G}}(\vec{r} - \vec{r}_2)\} d\vec{\mathcal{G}}. \quad (2.74)$$

2.4 Метод синтезу апертури у припущенні, що розміри області реєстрації хвиль є незначними у порівнянні з висотою

Віяловий метод огляду. При такому методі огляді, отримані результати майже не відрізнятимуться від раніше отриманих. Таким чином, у цьому випадку

не вдасться отримати зображення з підвищеною роздільною здатністю, проте сам процес синтезування, у вигляді узгодженої фільтрації, є статистично оптимізованим і сприяє покращенню якості зображення під час його обробки на тлі просторово-часового білого шуму, частково пригнічуючи шум у спектральному діапазоні, що виходить за межі спектру самого зображення.

Однопроменевий послідовний метод огляду поверхні. Припустимо варіант покриття ділянки зображення одним з i -х променів, у якого напрямок максимуму проходить через точку $\vec{r}_1 = \vec{r}_t + \vec{r}_{\Delta i}$, $\vec{r}_{\Delta i} = \vec{r}_{\Delta}$ та є сталою в області спостереження D . Це досягається шляхом зміни \vec{r}_t .

Необхідним є дослідження випадку, за умови, що $\Psi(\vec{r} - \vec{r}_t - \vec{r}_{\Delta i}) = \Psi(\vec{r} - \vec{r}_t - x_{\Delta})$ та y_{Δ} дорівнює нулю, що відображено на рисунку 2.8.

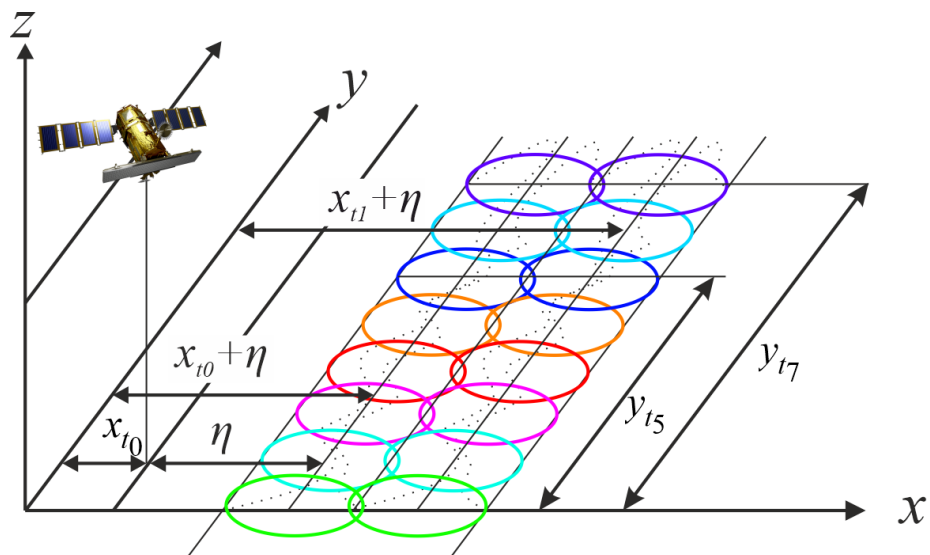


Рисунок 2.8 – Геометрія однопроменевого послідовного методу огляду поверхні

Первинне когерентне зображення набуде вигляду

$$\hat{F}(\vec{g}_1, \vec{r}_t) = \int_{-\infty}^{\infty} \hat{F}_2(\vec{r}) \Psi(\vec{r} - \vec{r}_t - x_{\Delta}) \phi(\vec{r}, \vec{r}_t, x_{\Delta}) d\vec{r} =$$

$$\begin{aligned}
&= \int_{-\infty}^{\infty} \dot{F}_2(\vec{r}) \dot{\Psi}(\vec{r} - \vec{r}_t - x_\Delta) \times \\
&\times \exp \left\{ -jk \left[-\frac{x_\Delta}{2} \left(\frac{x_\Delta}{2\sqrt{H^2 + x_\Delta^2}} + \left(\frac{x_\Delta}{2\sqrt{H^2 + x_\Delta^2}} \right)^3 \right) + \left(\frac{x_\Delta}{2\sqrt{H^2 + x_\Delta^2}} \right)^3 (x - x_t) + \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + \frac{\sin^2 \theta_{x1}}{2\sqrt{H^2 + x_\Delta^2}} (x - x_t)^2 + \frac{1}{2\sqrt{H^2 + x_\Delta^2}} (y - y_t)^2 \right] \right\} d\vec{r}.
\end{aligned} \tag{2.75}$$

Зворотне перетворення з $\dot{I}_{\text{синт}}(\vec{r}_1, \vec{r}_t, \vec{r}_2) = \dot{\phi}^*(\vec{r}_2, \vec{r}_t, x_\Delta) \dot{\Psi}^*(\vec{r}_2 - \vec{r}_t - x_\Delta)$ базисною функцією отриманого виразу, дасть нам

$$\begin{aligned}
\widehat{F}_{\text{синт}, \delta}(\vec{r}_2) &= \int \widehat{F}(\vec{\mathcal{G}}_1, \vec{r}_t) \dot{\phi}^*(\vec{r}_2, \vec{r}_t, x_\Delta) \dot{\Psi}^*(\vec{r}_2 - \vec{r}_t - x_\Delta) d\vec{r}_t = \\
&= \int_D \dot{F}_2(\vec{r}) \int_D \dot{\Psi}(\vec{r} - \vec{r}_t - x_\Delta) \dot{\Psi}^*(\vec{r}_2 - \vec{r}_t - x_\Delta) \dot{\phi}(\vec{r}, \vec{r}_t, x_\Delta) \dot{\phi}^*(\vec{r}_2, \vec{r}_t, x_\Delta) d\vec{r}_t d\vec{r} = \\
&\quad \int_D \dot{F}_2(\vec{r}) \dot{\psi}_{\text{синт}}(\vec{r}, \vec{r}_2) d\vec{r},
\end{aligned} \tag{2.76}$$

де

$$\dot{\psi}_{\text{синт}}(\vec{r}, \vec{r}_2) = \int_D \dot{\Psi}(\vec{r} - \vec{r}_t - x_\Delta) \dot{\Psi}^*(\vec{r}_2 - \vec{r}_t - x_\Delta) \dot{\phi}(\vec{r}, \vec{r}_t, x_\Delta) \dot{\phi}^*(\vec{r}_2, \vec{r}_t, x_\Delta) d\vec{r}_t. \tag{2.77}$$

При розрахунку (2.77) вважаємо, що форма апаратної функції $\Psi(\vec{r} - \vec{r}_t - \vec{r}_{\Delta j})$ має вигляд прямокутника с заданою шириною

$$\vec{r}' \vec{\mathcal{G}} = x' \mathcal{G}_x + y' \mathcal{G}_y. \tag{2.78}$$

Тоді

$$\Psi(\vec{r} - \vec{r}_t - \vec{r}_\Delta) = \Psi_{\text{Пх}}(x - x_t - x_\Delta) \Psi_{\text{Пу}}(y - y_t),$$

$$\Psi_{\text{Пх}}(x - x_t - x_\Delta) = \begin{cases} 1, & x \in \left(x_t + x_\Delta - \frac{\Delta x_0}{2}, x_t + x_\Delta + \frac{\Delta x_0}{2} \right) \\ 0, & x \notin \left(x_t + x_\Delta - \frac{\Delta x_0}{2}, x_t + x_\Delta + \frac{\Delta x_0}{2} \right) \end{cases}, \quad (2.79)$$

$$\Psi_{\text{Пу}}(y - y_t) = \begin{cases} 1, & y \in \left(-\frac{\Delta y_0}{2}, \frac{\Delta y_0}{2} \right) \\ 0, & y \notin \left(-\frac{\Delta y_0}{2}, \frac{\Delta y_0}{2} \right) \end{cases},$$

Ширина зазначеною функції в межах координат x_t і y_t відповідає інтервалам синтезу апертури $\Delta x_0 = X_{\text{синт}}$ і $\Delta y_0 = Y_{\text{синт}}$ відповідно.

Отже

$$\begin{aligned} & \psi_{\text{синт}}(x - x_2, y - y_2) = \\ & = \exp\{-jk(x - x_2)\cos\theta_{x1}\} X_{\text{синт}} \left(1 - \frac{|x - x_2|}{X_{\text{синт}}} \right) \text{sinc} \left(k \frac{\sin^2 \theta_{x1}}{2R_1} X_{\text{синт}} (x - x_2) \right) \times \\ & \times Y_{\text{синт}} \left(1 - \frac{|y - y_2|}{Y_{\text{синт}}} \right) \text{sinc} \left(k \frac{1}{2R_1} Y_{\text{синт}} (y - y_2) \right). \end{aligned} \quad (2.80)$$

Кінцеве синтезоване зображення отримаємо у вигляді

$$\begin{aligned} \hat{F}_{\text{синт}, \text{б}}(x_2, y_2) &= \iint_{XY} \dot{F}(x, y) \Psi_{\text{синт}X}(x - x_2) \times \\ & \times \Psi_{\text{синт}Y}(y - y_2) \exp\{-jk(x - x_2)\mathcal{G}_{x1}\} dx dy, \end{aligned} \quad (2.81)$$

де

$$\Psi_{\text{синт}X}(\eta) = X_{\text{синт}} \left(1 - \frac{|x - x_2|}{X_{\text{синт}}} \right) \text{sinc} \left(k \frac{\sin^2 \theta_{x1}}{2R_1} X_{\text{синт}} (x - x_2) \right),$$

$$\Psi_{\text{синт}Y}(v) = Y_{\text{синт}} \left(1 - \frac{|y - y_2|}{Y_{\text{синт}}} \right) \text{sinc} \left(k \frac{1}{2R_1} Y_{\text{синт}} (y - y_2) \right).$$

Для довільного кута зондування $\bar{\vartheta}_1 = \frac{\bar{r}_1 - \bar{r}_t}{R_1} = \frac{\bar{r}_\Delta}{R_1}$ одного з променів функції невизначеності первинного зображення $\Psi(\bar{r} - \bar{r}_t - \bar{r}_\Delta)$, синтезоване зображення може бути представлено як

$$\hat{F}_{\text{синт}}(\bar{r}_2) = \int_D \dot{F}_2(\bar{r}) \dot{\Psi}_{\text{синт}}(\bar{r} - \bar{r}_2) \exp\{-jk(\bar{r} - \bar{r}_2)\bar{\vartheta}\} d\bar{r}. \quad (2.82)$$

Прожекторний метод огляду. Тепер розглянемо декілька можливих підходів до прожекторного методу огляду. Якщо раніше розглядалися лише варіанти, коли спостереження відбувалося під кутами близькими до вертикальних, то тепер абсолютні значення кутів, що описують напрямки променів до обраної ділянки поверхні (визначеною функцією невизначеності $\Psi(\bar{r}_{10}, \bar{r}, \bar{r}_t) = \Psi(\bar{r} - \bar{r}_{10})$ зі сталими координатами $\bar{r}_{10} = (x_{10}, y_{10})$), можуть варіюватися в діапазоні $\left(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right)$. У найширшому підході огляд ділянки дослідження треба виконувати з урахуванням усіх потенційно можливих напрямків.

Узагальнений випадок статичного прожекторного огляду.

Вважаємо, що виділена апаратною функцією $\Psi(\bar{r} - \bar{r}_{10})$ ділянка досліджуваної поверхні є зафіксованою. Тоді, первинна оцінка когерентного зображення набуде вигляду

$$\hat{F}(\bar{r}_1 = \bar{r}_{10}, \bar{r}_t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{F}_2(\bar{r}) \dot{\Psi}(\bar{r} - \bar{r}_{10}) \dot{\phi}(\bar{r}_1 = \bar{r}_{10}, \bar{r}, \bar{r}_t) d\bar{r}, \quad (2.83)$$

де

$$\dot{\phi}(\bar{r}_1 = \bar{r}_{10}, \bar{r}, \bar{r}_t) = \dot{\phi}(\bar{r}_{10}, \bar{r}, \bar{r}_t) =$$

$$= \exp \left[-jk \left(\frac{(x-x_{10})x_{\Delta}}{R(\vec{r}_1 - \vec{r}_t)} + \frac{(y-y_{10})y_{\Delta}}{R(\vec{r}_1 - \vec{r}_t)} + \frac{(x-x_{10})^2}{2R(\vec{r}_1 - \vec{r}_t)} + \frac{(y-y_{10})^2}{2R(\vec{r}_1 - \vec{r}_t)} + \frac{((x-x_{10})x_{\Delta} + (y-y_{10})y_{\Delta})^2}{2R^3(\vec{r}_1 - \vec{r}_t)} \right) \right], \quad (2.84)$$

$\vec{r}_{\Delta} = \vec{r}_{10} - \vec{r}_t$ або у вигляді координат

$$\begin{aligned} \phi(\vec{r}_{10}, \vec{r}, \vec{r}_t) = & \quad (2.85) \\ = \exp \left[-jk \left(\frac{(x-x_{10})(x_{10}-x_t)}{\sqrt{H^2 + (x_{10}-x_t)^2 + (y_{10}-y_t)^2}} + \frac{(x-x_{10})^2}{2\sqrt{H^2 + (x_{10}-x_t)^2 + (y_{10}-y_t)^2}} + \right. \right. \\ & \left. \frac{(y-y_{10})(y_{10}-y_t)}{\sqrt{H^2 + (x_{10}-x_t)^2 + (y_{10}-y_t)^2}} + \frac{(y-y_{10})^2}{2\sqrt{H^2 + (x_{10}-x_t)^2 + (y_{10}-y_t)^2}} - \right. \\ & \left. \frac{((x-x_{10})(x_{10}-x_t) + (y-y_{10})(y_{10}-y_t))^2}{2\left(\sqrt{H^2 + (x_{10}-x_t)^2 + (y_{10}-y_t)^2}\right)^2} \right). \end{aligned}$$

Трансформуємо систему координат (x, y, z) так, щоб її початок знаходився у точці \vec{r}_{10} , яка відповідає центру обраної ділянки досліджуваної поверхні, обмеженої функцією $\Psi(\vec{r} - \vec{r}_{10})$. Тоді, у виразі (2.83) вважаємо що \vec{r}_{10} буде дорівнювати нулю, а $\vec{r}_{\Delta} = \vec{r}_{10} - \vec{r}_t = -\vec{r}_t = (-x_t, -y_t)$. Звідси

$$\hat{F}(\vec{r}_t) = \hat{F}(\vec{r}_{10} = 0, \vec{r}_t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{F}_2(\vec{r}) \Psi(\vec{r}) \phi(\vec{r}, \vec{r}_t) d\vec{r}, \quad (2.86)$$

$$\phi(\vec{r}, \vec{r}_t) = \exp \left(-jk \left\{ -\frac{\vec{r}\vec{r}_t}{R_1} + \frac{|\vec{r}_t|^2}{2R_1} - \frac{(\vec{r}\vec{r}_t)^2}{2R_1^3} \right\} \right), \quad (2.87)$$

$$R_1 = \sqrt{H^2 + |\vec{r}_t|^2}.$$

Отримуємо синтезоване зображення, виконавши операцію множення первинної функції на функцію базису

$$\dot{I}_{\text{синт}}(\vec{r}_t, \vec{r}_2) = \dot{\Psi}(\vec{r}_2) \dot{\phi}^*(\vec{r}_2, \vec{r}_t), \quad (2.88)$$

та інтегруванням по \vec{r}_t

$$\hat{F}_{\text{синт}}(\vec{r}_2) = \int_{D_{r_t}} \hat{F}(\vec{r}_t) \dot{\phi}^*(\vec{r}_2, \vec{r}_t) \dot{\Psi}(\vec{r}_2) d\vec{r}_t = \int_D \dot{F}_2(\vec{r}) |\dot{\Psi}(\vec{r})|^2 \dot{\phi}_{\text{синт}}(\vec{r}, \vec{r}_2) d\vec{r}, \quad (2.89)$$

де $\dot{\phi}_{\text{синт}}(\vec{r}, \vec{r}_2)$ – апаратна функція синтезованого зображення, що приймає вигляду

$$\begin{aligned} \dot{\phi}_{\text{синт}}(\vec{r}, \vec{r}_2) &= \int_{D_{r_t}} \dot{\phi}(\vec{r}, \vec{r}_t) \dot{\phi}^*(\vec{r}_2, \vec{r}_t) d\vec{r}_t = \\ &= \int_{D_{r_t}} \exp \left\{ jk \left(\frac{(\vec{r} - \vec{r}_t) \Delta \vec{r}}{R_1} - \frac{(\vec{r} \vec{r}_t)(\Delta \vec{r} \vec{r}_t)}{R_1^3} + \frac{|\Delta \vec{r}|^2}{2R_1} - \frac{(\Delta \vec{r} \vec{r}_t)^2}{2R_1^3} \right) \right\} d\vec{r}_t, \end{aligned} \quad (2.90)$$

або у координатній формі

$$\begin{aligned} \dot{\phi}_{\text{синт}}(\vec{r}, \vec{r}_2) &= \\ &= \int_{D_{x_t}} \int_{D_{y_t}} \exp \left\{ jk \left[\frac{(x - x_t) \Delta x + (y - y_t) \Delta y}{\sqrt{H^2 + x_t^2 + y_t^2}} - \frac{(xx - yy_t)(x_t \Delta x - y_t \Delta y)}{\left(\sqrt{H^2 + x_t^2 + y_t^2}\right)^3} + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \frac{\Delta x^2 + \Delta y^2}{2\sqrt{H^2 + x_t^2 + y_t^2}} - \frac{(x_t \Delta x + y_t \Delta y)^2}{2\left(\sqrt{H^2 + x_t^2 + y_t^2}\right)^3} \right] \right\} dx_t dy_t. \end{aligned} \quad (2.91)$$

Прогнозована апаратна функція є достатньо вузькою, тому вплив квадратичних членів у (2.91) можна не враховувати. Тоді

$$\begin{aligned} \phi_{\text{синт}}(\vec{r}, \vec{r}_2) = & \quad (2.92) \\ = \int_{D_{x_t}} \int_{D_{y_t}} \exp & \left[jk \left\{ \frac{(x - x_t)\Delta x + (y - y_t)\Delta y}{\sqrt{H^2 + x_t^2 + y_t^2}} - \frac{(xx - yy_t)(x_t\Delta x - y_t\Delta y)}{\left(\sqrt{H^2 + x_t^2 + y_t^2}\right)^3} \right\} \right] dx_t dy_t. \end{aligned}$$

Прожекторний огляд з траєкторією сканування по хресту. Розглянемо спрощений варіант, коли прожекторний огляд визначеної ділянки поверхні, обмеженої функцією $\Psi(\vec{r} - \vec{r}_{10})$, проводиться виключно у двох взаємоперпендикулярних напрямках, як відображено на рисунку 2.9.

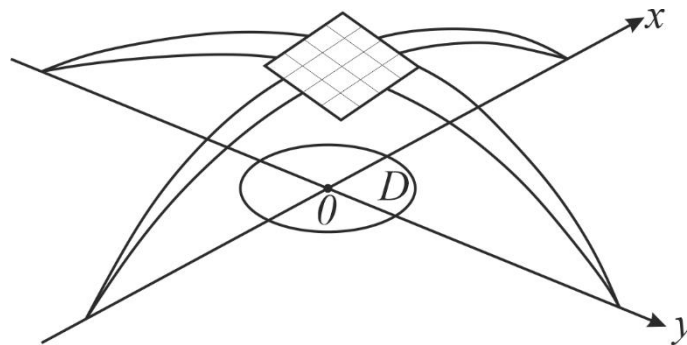


Рисунок 2.9 – Геометрія огляду поверхні з траєкторією по хресту

Щоб зробити вирішення задачі легшим, припустимо, подібно до попереднього випадку, що \vec{r}_{10} дорівнює нулю. В такому разі для одного з напрямків дійсно $x_t = 0$, а зміна відбувається за y_t , за умови $y_t \in D_{y_t} = (-Y_t/2, Y_t/2)$, а для іншого напрямку $y_t = 0$, а змінюється саме x_t , за умови $x_t \in D_{x_t} = (-X_t/2, X_t/2)$.

Для першого напрямку, прирівнюючи до нуля \vec{r}_{10} та x_t в (2.85), отримаємо

$$\phi(x, y, x_t = 0, y_t) = \quad (2.93)$$

$$= \exp \left\{ -jk \left(-\frac{yy_t}{\sqrt{H^2 + y_t^2}} + \frac{y^2}{2\sqrt{H^2 + y_t^2}} - \frac{(yy_t)^2}{2\left(\sqrt{H^2 + y_t^2}\right)^3} + \frac{x^2}{2\sqrt{H^2 + y_t^2}} \right) \right\},$$

або

$$\begin{aligned} & \dot{\varphi}(x, y, x_t = 0, y_t = -R_{1y} \cos \theta_y) = \\ & = \exp \left[-jk \left(y \cos \theta_y + \frac{y^2}{2H} \sin^3 \theta_y \right) + \frac{x^2}{2H} \sin \theta_y \right], \end{aligned} \quad (2.94)$$

де $R_{1y} = \sqrt{H^2 + y_t^2} = H/\sin \theta_y$, $y_{\Delta}/R_{1y} = -y_t/R_{1y} = \cos \theta_y$, $y_{\Delta} = y_{10} - y_t$.

Для другого напрямку

$$\begin{aligned} & \dot{\varphi}(x, y, x_t, y_t = 0) = \\ & = \exp \left[-jk \left(-\frac{xx_t}{\sqrt{H^2 + x_t^2}} + \frac{x^2}{2\sqrt{H^2 + x_t^2}} - \frac{(xx_t)}{2\left(\sqrt{H^2 + x_t^2}\right)^3} + \frac{y^2}{2\sqrt{H^2 + x_t^2}} \right) \right], \end{aligned} \quad (2.95)$$

або

$$\begin{aligned} & \dot{\varphi}(x, y, y_t = 0, x_t = -R_{1x} \cos \theta_x) = \\ & = \exp \left[-jk \left(x \cos \theta_x + \frac{x^2}{2H} \sin^3 \theta_x \right) + \frac{y^2}{2H} \sin \theta_x \right], \end{aligned} \quad (2.96)$$

де $R_{1x} = \sqrt{H^2 + x_t^2} = H/\sin \theta_x$, $x_{\Delta}/R_{1x} = -x_t/R_{1x} = \cos \theta_x$, $x_{\Delta} = x_{10} - x_t$.

Тоді, синтезоване зображення для такого типу огляду набуде виду

$$\begin{aligned}
\widehat{F}_{\text{синт}\pm}(\vec{r}_2) &= \widehat{F}_{\text{синт}}(x_2, y_2) = \widehat{F}_{\text{синт}1}(x_2, y_2) \pm \widehat{F}_{\text{синт}2}(x_2, y_2) = \\
&= \int_{-Y_t/2}^{Y_t/2} \widehat{F}(y_t, x_t = 0) \Psi(x_2, y_2) \dot{\phi}^*(x_2, y_2, x_t = 0, y_t) dy_t \pm \\
&\pm \int_{-Y_t/2}^{Y_t/2} \widehat{F}(x_t, y_t = 0) \Psi(x_2, y_2) \dot{\phi}^*(x_2, y_2, x_t, y_t = 0) dx_t = \\
&= \int_{D_x} \int_{D_y} \dot{F}_2(x, y) |\Psi(x, y)|^2 \dot{\phi}_{\text{синт}1}(x, y, x_2, y_2) dx dy \pm \\
&\pm \int_{D_x} \int_{D_y} \dot{F}_2(x, y) |\Psi(x, y)|^2 \dot{\phi}_{\text{синт}2}(x, y, x_2, y_2) dx dy, \tag{2.97}
\end{aligned}$$

де

$$\begin{aligned}
&\dot{\phi}_{\text{синт}1}(x, y, x_2, y_2) = \\
&= \int_{D_{y_t}} \exp \left[jk \left\{ \frac{y \Delta y}{\sqrt{H^2 + y_t^2}} - \frac{y_t \Delta y}{\sqrt{H^2 + y_t^2}} + \frac{x \Delta x}{\sqrt{H^2 + y_t^2}} - \frac{(y y_t)(y_t \Delta y)}{\left(\sqrt{H^2 + y_t^2}\right)^3} \right\} \right] dy_t, \\
&\dot{\phi}_{\text{синт}2}(x, y, x_2, y_2) = \\
&= \int_{D_{x_t}} \exp \left[jk \left\{ \frac{x \Delta x}{\sqrt{H^2 + x_t^2}} - \frac{x_t \Delta x}{\sqrt{H^2 + x_t^2}} + \frac{y \Delta y}{\sqrt{H^2 + x_t^2}} - \frac{(x x_t)(x_t \Delta x)}{\left(\sqrt{H^2 + x_t^2}\right)^3} \right\} \right] dx_t,
\end{aligned}$$

де $\Delta x = x - x_2$, $\Delta y = y - y_2$.

Отримані для синтезованого зображення функції невизначеності $\dot{\phi}_{\text{синт}1}(x, y, x_2, y_2)$ та $\dot{\phi}_{\text{синт}2}(x, y, x_2, y_2)$ вузькі лише по координатам y та x відповідно. Це, в свою чергу, не надає нам необхідної роздільної здатності у зображеннях $\widehat{F}_{\text{синт}1}(x_2, y_2)$ та $\widehat{F}_{\text{синт}2}(x_2, y_2)$, а також їх комбінацій – суми чи різниці. Функції невизначеності у сумарному чи різницевому зображеннях мають широкі за обома координатами функції невизначеності. Але,

якщо сформувати некогерентні форми різницевого та сумарного когерентних зображень (тобто інтенсивності когерентних зображень), а потім знайти їх різницю, то на виході отримаємо перехресні члени, у яких функції невизначеності дорівнюють добутку $\dot{\phi}_{\text{синт1}}(x, y, x_2, y_2)$ і $\dot{\phi}_{\text{синт2}}(x, y, x_2, y_2)$. У теорії, ці перехресні члени будуть вузькими за обома координатами та репрезентують некогерентні зображення з високою роздільною здатністю. Ці інтенсивності когерентних зображень можуть бути виражені наступним чином

$$\begin{aligned} \left\langle \left| \hat{F}_{\text{синт}\pm}(x_2, y_2) \right|^2 \right\rangle &= \left\langle \left| \hat{F}_{\text{синт1}}(x_2, y_2) \pm \hat{F}_{\text{синт2}}(x_2, y_2) \right|^2 \right\rangle = \\ &= \left\langle \left(\hat{F}_{\text{синт1}}(x_2, y_2) \pm \hat{F}_{\text{синт2}}(x_2, y_2) \right) \left(\hat{F}_{\text{синт1}}^*(x_2, y_2) \pm \hat{F}_{\text{синт2}}^*(x_2, y_2) \right) \right\rangle = \\ &= \left\langle \left| \hat{F}_{\text{синт1}}(x_2, y_2) \right|^2 \right\rangle + \left\langle \left| \hat{F}_{\text{синт2}}(x_2, y_2) \right|^2 \right\rangle \pm \\ &\quad \pm 2 \operatorname{Re} \left\langle \hat{F}_{\text{синт1}}(x_2, y_2) \hat{F}_{\text{синт2}}^*(x_2, y_2) \right\rangle, \end{aligned} \quad (2.98)$$

де $\langle \bullet \rangle$ – операція статистичного усереднення.

Різниця сумарного та різницевого зображень дасть нам некогерентне зображення $\operatorname{Re} \left\langle \dot{F}_{\text{синт1}}(x_2, y_2) \dot{F}_{\text{синт2}}^*(x_2, y_2) \right\rangle$. Це зображення відрізняється високою роздільною здатністю, оскільки апаратні функції в ньому представлені через добуток $\dot{\phi}_{\text{синт1}}(x, y, x_2, y_2)$ та $\dot{\phi}_{\text{синт2}}(x, y, x_2, y_2)$, вузький за обома координатами. Аналіз такого зображення нам дає

$$\begin{aligned} \hat{F}_{\text{синт}\otimes}(x_2, y_2) &= \operatorname{Re} \left\langle \hat{F}_{\text{синт1}}(x_2, y_2) \hat{F}_{\text{синт2}}^*(x_2, y_2) \right\rangle = \\ &= \int_{D_x} \int_{D_y} \int_{D_x} \int_{D_y} \left\langle \dot{F}_2(x, y) \dot{F}_2^*(x_3, y_3) \right\rangle \left| \dot{\Psi}(x, y) \right|^2 \left| \dot{\Psi}(x_3, y_3) \right|^2 \times \\ &\quad \times \dot{\phi}_{\text{синт1}}(x, y, x_2, y_2) \dot{\phi}_{\text{синт2}}^*(x_3, y_3, x_2, y_2) dx dy dx_3 dy_3, \end{aligned} \quad (2.99)$$

де

$$R_F(x, y, x_3, y_3) = \langle \dot{F}_2(x, y) \dot{F}_2^*(x_3, y_3) \rangle = \sigma_F^0(x, y) \delta(x - x_3) \delta(y - y_3) \quad (2.100)$$

– кореляційна функція когерентного зображення $\dot{F}_2(x, y)$, $\sigma_F^0(x, y)$ – питома ЕПР яка репрезентує ідеальне некогерентне, а значить не згладжене функцією невизначеності, зображення області поверхні, виділеної функцією $\Psi(x, y)$. У цьому контексті, синтезоване некогерентне зображення можна описати як

$$\hat{F}_{\text{синт}\otimes}(x_2, y_2, x_{10}) = \int_{D_x} \int_{D_y} \sigma_F^0(x, y) |\Psi(x, y)|^4 \dot{\phi}_{\text{синт}\otimes}(x, y, x_2, y_2) dx dy, \quad (2.101)$$

де $\dot{\phi}_{\text{синт}\otimes}(x, y, x_2, y_2) = \dot{\phi}_{\text{синт}1}(x, y, x_2, y_2) \dot{\phi}_{\text{синт}2}^*(x, y, x_2, y_2)$ – функція невизначеності синтезованої апертури, що характеризується вузьким розподілом за обома координатами.

Прожекторний огляд за L-подібною траєкторією. При такому типі дослідження області поверхні, область реєстрації має тип руху, що складається з двох взаємно перпендикулярних траєкторій. Для кожної з цих траєкторій, область дослідження знаходиться збоку. Перша траєкторія має сталу координату x_t , а координата y_t змінюється у межах $(-Y_t/2, Y_t/2)$. Для другої траєкторії візьмемо $y_t = Y_t/2$, а координата x_t змінюється у межах $(0, X_t)$.

Формули (2.83) та (2.85) відображають вигляд первинних зображень для цих траєкторій. А базисні функції, можливо знайти якщо підставляти $x_t = 0$ та $y_t = Y_t/2$ у формулу (2.85).

Для першої траєкторії ($x_t = 0, y_t = (-Y_t/2, Y_t/2)$)

$$\dot{\phi}(x_{10}, x, y, x_t = 0, y_t) = \quad (2.102)$$

$$= \exp \left[-jk \left\{ \begin{aligned} & -\frac{(x-x_{10})x_{10}}{\sqrt{H^2+x_{10}^2+y_t^2}} + \frac{(x-x_{10})^2}{2\sqrt{H^2+x_{10}^2+y_t^2}} - \frac{yy_t}{\sqrt{H^2+x_{10}^2+y_t^2}} + \\ & + \frac{y^2}{2\sqrt{H^2+x_{10}^2+y_t^2}} - \frac{((x-x_{10})x_{10}-yy_t)^2}{2(\sqrt{H^2+x_{10}^2+y_t^2})^3} \end{aligned} \right\} \right],$$

та для другої траєкторії ($x_t \in (0, X_t)$, $y_t = \frac{Y_t}{2}$)

$$\begin{aligned} & \dot{\phi}(x_{10}, x, y, x_t, y_t = Y_t/2) = \\ & = \exp \left[-jk \left\{ \frac{(x-x_{10})(x_{10}-x_t)}{\sqrt{H^2+(x_{10}-x_t)^2+\frac{Y_t^2}{4}}} + \frac{(x-x_{10})^2}{\sqrt{H^2+(x_{10}-x_t)^2+\frac{Y_t^2}{4}}} \right\} \right] \times \\ & \times \exp \left[-jk \left\{ -\frac{\frac{yY_t}{2}}{\sqrt{H^2+(x_{10}-x_t)^2+\frac{Y_t^2}{4}}} + \frac{y^2}{2\sqrt{H^2+(x_{10}-x_t)^2+\frac{Y_t^2}{4}}} \right\} \right] \times \\ & \times \exp \left[-jk \left\{ -\frac{\left[(x-x_{10})(x_{10}-x_t) - \frac{yY_t}{2} \right]^2}{2 \left[H^2+(x_{10}-x_t)^2+\frac{Y_t^2}{4} \right]^2} \right\} \right]. \end{aligned} \quad (2.103)$$

Синтезоване зображення набуде вигляду

$$\begin{aligned} \hat{F}_{\text{синт}\pm}(\vec{r}_2, \vec{r}_{10}) &= \int_{D_x} \int_{D_y} \dot{F}_2(x, y) |\dot{\Psi}(x-x_{10}, y)|^2 \dot{\phi}_{\text{синт}1}(x, y, x_2, y_2) dy_t dx dy \pm \\ & \pm \int_{D_x} \int_{D_y} \dot{F}_2(x, y) |\dot{\Psi}(x-x_{10}, y)|^2 \dot{\phi}_{\text{синт}2}(x, y, x_2, y_2) dy_t dx dy, \end{aligned} \quad (2.104)$$

де

$$\begin{aligned}
 \dot{\Phi}_{\text{синт1}}(x, y, x_2, y_2) &= \int_{-Y_t/2}^{Y_t/2} \dot{\Phi}(x_{10}, x, y, x_t = 0, y_t) \dot{\Phi}^*(x_{10}, x_2, y_2, x_t = 0, y_t) dy_t = \\
 &= \int_{-Y_t/2}^{Y_t/2} \exp \left[jk \left\{ \frac{x\Delta x + (y - y_t)\Delta y}{\sqrt{H^2 + y_t^2}} - \frac{(y_t y)(\Delta y y)}{\left(\sqrt{H^2 + y_t^2}\right)^3} + \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + \frac{\Delta x^2 + \Delta y^2}{2\sqrt{H^2 + y_t^2}} - \frac{(\Delta y y_t)^2}{2\left(\sqrt{H^2 + y_t^2}\right)^3} \right\} \right] dy_t, \quad (2.105)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \dot{\Phi}_{\text{синт2}}(x, y, x_2, y_2) &= \int_{-X_t/2}^{X_t/2} \dot{\Phi}^*(x_{10}, x, y, x_t, y_t = Y_t/2) \dot{\Phi}^*(x_{10}, x_2, y_2, x_t, y_t = Y_t/2) dx_t = \\
 &= \int_{-X_t/2}^{X_t/2} \exp \left[jk \left\{ \frac{(x - x_t)\Delta x + \left(y - \frac{Y_t}{2}\right)\Delta y}{\sqrt{H^2 + x_t^2 + \left(\frac{Y_t}{2}\right)^2}} - \frac{\left(xx_t - \frac{yY_t}{2}\right)\left(x_t\Delta x + \frac{\Delta y Y_t}{2}\right)}{\left(\sqrt{H^2 + x_t^2 + \left(\frac{Y_t}{2}\right)^2}\right)^3} + \right\} \right] \times \\
 &\quad \times \exp \left[jk \left\{ \frac{\Delta x^2 + \Delta y^2}{2\sqrt{H^2 + x_t^2 + \left(\frac{Y_t}{2}\right)^2}} - \frac{\left(x_t\Delta x + \frac{\Delta y Y_t}{2}\right)^2}{2\left(\sqrt{H^2 + x_t^2 + \left(\frac{Y_t}{2}\right)^2}\right)^3} + \right\} \right] dx_t, \quad (2.106)
 \end{aligned}$$

при $\Delta x = x - x_2$, $\Delta y = y - y_2$.

Подальша обробка (2.104), аналогічно до раніше розглянутого методу огляду по хресту, включає віднімання некогерентних зображень (як середніх потужностей) різницевого та сумарного зображень одне від одного. Внаслідок

цього, функція невизначеності синтезованого зображення є вузькою у двох координатах.

Наведені вище моделі траєкторій огляду ділянок є лише одними з можливих варіантів реалізації процесу дослідження. Отримані результати показують, що обираючи різні траєкторії руху області спостереження з'являється можливість підвищення роздільної здатності отримуваних зображень. Це разом задає вектор розвитку методу синтезу апертури.

Висновки до розділу

У розділі розглянуто і визначено структуру когерентного зображення в бортових радарах. Описані основні етапи формування когерентного радіолокаційного зображення та наведено математичні описи для кожного.

Для таких видів огляду поверхні як віялоподібний, прожекторний та огляд одним променем було визначено та досліджено форми первинних та вторинних оцінок когерентного зображення у зонах Френеля та Фраунгофера. Показано, що при віялоподібному огляді та огляді одним променем не можливо виконати синтезування апертури у зоні Фраунгофера, тобто розрізняльна здатність вторинного зображення співпадає з розрізняльною здатністю зображення первинного.

Досліджено принципи синтезування апертури в умовах, коли розміри області реєстрації хвиль є незначним у порівнянні з висотою. Показано, що при віяловому методі огляду поверхні синтезування не відбувається. Досліджено можливість синтезування апертури у окремих випадках прожекторного огляду поверхні: узагальнений, з траєкторією сканування по хресту та L-подібною траєкторією. Показано, що для двох останніх випадків, можливо сформувати когерентні вторинні зображення, в яких висока роздільна здатність буде лише за однією з координат. Натомість, при таких типах огляду можливо отримати некогерентні радіолокаційні зображення з високою роздільною здатністю по обох координатах.

Отримані результати слугуватимуть базисом, що підтверджує можливість синтезу апертури антени при умовах нелінійного руху радіосканеру та при довільних кутах зондування.

РОЗДІЛ 3

СТАТИСТИЧНА ОПТИМІЗАЦІЯ СТРУКТУРИ РАДІОЛОКАЦІЙНОЇ СИСТЕМИ ФОРМУВАННЯ РАДІОЗОБРАЖЕНЬ ПОВЕРХОНЬ З ТЕХНОЛОГІЄЮ СТАТИЧНОГО СИНТЕЗУ АПЕРТУРИ

В розділі розглянута геометрія огляду статичної ділянки поверхні радіолокаційною системою, що рухається на певній висоті по нелінійним траєкторіям, для подальшої обробки прийнятих коливань та формування високоточного зображення цієї поверхні. Конкретизовані моделі прийнятих корисних сигналів, внутрішніх шумів, рівняння спостереження та їх кореляційні властивості. Синтезовано оптимальний та квазіоптимальний метод формування радіозображень з технологією статичного синтезу апертури. На основі отриманого методу запропоновані алгоритмічні операції та розроблена структурна схема обробки сигналів. Досліджені потенційні точності формування радіозображення поверхні.

3.1 Геометрія задачі, моделі сигналів, шумів та рівняння спостереження

Геометрія задачі. Вважаємо, що радіолокаційний сенсор у вигляді високочастотного приймально-передавального тракту з антеною, поверхня якої описується координатами \vec{r}' , рухається за довільною траєкторією паралельно площині xOy і випромінює в широкому секторі кутів зондуючий сигнал:

$$s_t(t) = A(t) \cos(2\pi f_0 t + \phi) = \operatorname{Re} \left\{ \dot{A}(t) e^{j\omega_0 t} \right\}, \quad (3.1)$$

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

$A(t)$ – амплітуда зондуючого сигналу;

ϕ – початкова фаза;

$\omega_0 = 2\pi f_0$ – кутова частота;

f_0 – частота.

Комплексна огинаюча $\dot{A}(t)$ описує зміну фази і амплітуди зонduючого сигналу і може приймати велику кількість відомих моделей безперервних і імпульсних сигналів, в тому числі зі складною модуляцією всередині імпульсу, таких як лінійно частотно-модульованих, фазо-маніпульованих, стохастичних. Імпульсні та модульовані багатьма частотами сигнали мають комплексну огинаючу наступного вигляду

$$\dot{A}(t) = \sum_{p=1}^P \dot{S}_p(t - p \cdot T_{II}),$$

$$\dot{A}(t) = \sum_{q=1}^Q \dot{S}_q \exp[j\omega \cdot q \cdot t].$$

Геометрія, за якою рухається сенсор, представлена на рисунку 3.1. Для подальших розрахунків введені такі позначення: $\vec{r} = (x, y, z)$ – координати поверхні, $\vec{r}' = (x', y', z')$ – координат області реєстрації розсіяних сигналів, $d\vec{r} = dx dy$ – елементарна площинка на поверхні, що віддзеркалює зонduючі сигнали, \vec{r}_t – зсув центру області реєстрації сигналів при переміщенні сенсору, $\vec{r} - \vec{r}_t$ – координати елементарної площинки $d\vec{r}$, D – область всіх можливих значень координат поверхні, D' – область всіх можливих значень координат області реєстрації, D'_p – область всіх можливих значень несинтезованої антени, H – висота, на якій проводяться вимірювання, $\vec{\mathcal{G}} = (\mathcal{G}_x, \mathcal{G}_y)$ – вектор напрямних косинусів, $R(\vec{r}, \vec{r}_t)$ – відстань від центру реєстрації розсіяних сигналів до кожної точки поверхні, $R(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_t)$ – відстань від кожної точки області реєстрації розсіяних сигналів до кожної точки поверхні.

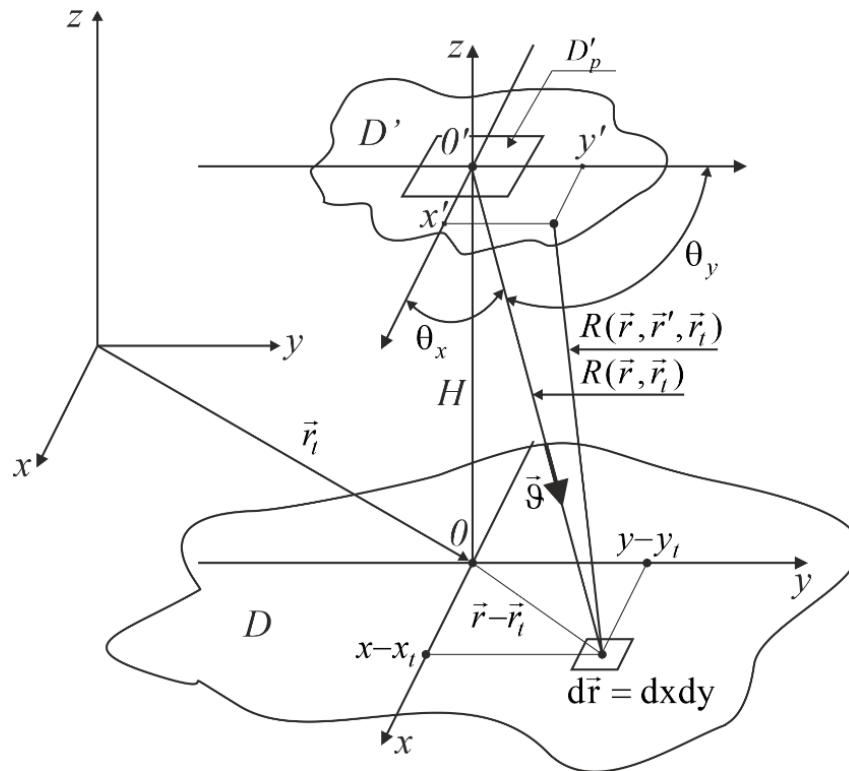


Рисунок 3.1 – Геометрія зондування поверхні при статичному синтезі апертури антени

Модель прийнятих сигналів. Використовуючи феноменологічний підхід [107] до визначення розсіяних поверхнею зондуючих сигналів, коли поверхня вважається статистично-однорідною, запишемо прийняті сигнали кожною точкою в області реєстрації таким чином:

$$s_r(t, \vec{r}', \vec{r}_t) = \text{Re} \left\{ \int_D \dot{F}(\vec{r}) \dot{s}_0(t, \vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_t) d\vec{r} \right\}, \quad (3.2)$$

де $\dot{F}(\vec{r})$ – когерентне зображення поверхні, що представляє кількісне значення коефіцієнту віддзеркалення падаючих хвиль кожною її точкою,

$$\dot{s}_0(t, \vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_t) = \dot{I}(\vec{r}') \dot{A}(t - t_{del}(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_t)) e^{j2\pi f_0(t - t_{del}(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_t))} \quad (3.3)$$

– одиничний сигнал, що передбачається приймати кожною точкою області реєстрації \vec{r}' при розміщені сенсору в точці \vec{r}'_t від кожної елементарної площинки $d\vec{r}$ на поверхні з координатами \vec{r} , коли $\dot{F}(\vec{r}) = 1$,

$$t_{del}(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}'_t) = \frac{2R(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}'_t)}{c} \quad (3.4)$$

– час, що витрачається на розповсюдження сигналу від центру антени (при передачі) до кожної точки поверхні і в зворотному напрямку з урахуванням руху сенсору за координатою \vec{r}'_t ,

$$\begin{aligned} R(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}'_t) &= R(x, y, x', y', y_t, x_t) = \\ &= \sqrt{H^2 + [x - (x_t + x')]^2 + [y - (y_t + y')]^2}. \end{aligned} \quad (3.5)$$

Приймаючи до уваги дослідження в розділі 1, виконаємо всі подальші математичні операції в зоні Френеля, приймаючи до уваги лише квадратичні члени при розкладанні в ряд Тейлора відстані (3.5). Для таких умов вимірювання будемо використовувати наступні обмеження

$$|x - (x_t + x')| \ll H, \quad |y - (y_t + y')| \ll H, \quad x' \ll H, \quad y' \ll H. \quad (3.6)$$

Тоді (3.5) набуде вигляду:

$$\begin{aligned} R(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}'_t) &= R(x, y, x', y', y_t, x_t) = \\ &= \sqrt{H^2 + [x - x_t - x']^2 + [y - y_t - y']^2} = \\ &= \sqrt{H^2 + [(x - x_t) - x']^2 + [(y - y_t) - y']^2} = \\ &= \sqrt{H^2 + (x - x_t)^2 - 2(x - x_t)x' + x'^2 + (y - y_t)^2 - 2(y - y_t)y' + y'^2} = \\ &= \sqrt{H^2 + (x - x_t)^2 + (y - y_t)^2 - 2(x - x_t)x' - 2(y - y_t)y' + x'^2 + y'^2} = \end{aligned} \quad (3.7)$$

$$\begin{aligned}
&= \sqrt{(R_0(\vec{r} - \vec{r}_t))^2 - 2(x - x_t)x' - 2(y - y_t)y' + x'^2 + y'^2} = \\
&= R_0(\vec{r} - \vec{r}_t) \sqrt{1 + \frac{-2(x - x_t)x' - 2(y - y_t)y' + x'^2 + y'^2}{(R_0(\vec{r} - \vec{r}_t))^2}} = \\
&= \left| \sqrt{1 + x} = 1 + \frac{1}{2}x - \frac{1}{8}x^2 + \dots, \text{ якщо } |x| < 1 \right| \approx \\
&\approx R_0(\vec{r} - \vec{r}_t) \left(1 + \frac{1}{2} \frac{-2(x - x_t)x' - 2(y - y_t)y' + x'^2 + y'^2}{(R_0(\vec{r} - \vec{r}_t))^2} \right) = \\
&= R_0(\vec{r} - \vec{r}_t) - \frac{(x - x_t)x'}{R_0(\vec{r} - \vec{r}_t)} - \frac{(y - y_t)y'}{R_0(\vec{r} - \vec{r}_t)} + \frac{1}{2} \frac{x'^2}{R_0(\vec{r} - \vec{r}_t)} + \frac{1}{2} \frac{y'^2}{R_0(\vec{r} - \vec{r}_t)},
\end{aligned}$$

де

$$R_0(\vec{r} - \vec{r}_t) = R_0(x - x_t, y - y_t) = \sqrt{H^2 + (x - x_t)^2 + (y - y_t)^2} = \sqrt{H^2 + |\vec{r} - \vec{r}_t|^2} \quad (3.8)$$

– новий вираз для відстані від центру області прийому розсіяних сигналів до поверхні з координатами \vec{r} .

Зазвичай в практиці радіолокаційних вимірювань розмір несинтезованої антени набагато менший за дальність (3.8), тому складові $\frac{x'^2}{R_0(\vec{r} - \vec{r}_t)}$ і $\frac{y'^2}{R_0(\vec{r} - \vec{r}_t)}$ можуть бути скорочені. Приймаючи до уваги такі спрощення, вираз (3.7) можна представити наступним чином:

$$R(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_t) = R(x, y, x', y', y_t, x_t) = R_0(\vec{r} - \vec{r}_t) - \frac{(x - x_t)x'}{R_0(\vec{r} - \vec{r}_t)} - \frac{(y - y_t)y'}{R_0(\vec{r} - \vec{r}_t)}. \quad (3.9)$$

Коефіцієнт віддзеркалення електромагнітних хвиль поверхнею $\hat{F}(\vec{r})$ будемо вважати дельта-корельованим процесом

$$\dot{R}_F(\vec{r}_1, \vec{r}_2) = \langle \dot{F}(\vec{r}_1) \dot{F}(\vec{r}_2) \rangle = \sigma^0(\vec{r}_1) \delta(\vec{r}_1 - \vec{r}_2), \quad (3.10)$$

де $\sigma^0(\vec{r}_1)$ – питома ефективна площа розсіювання поверхні.

Рівняння спостереження. Прийняті сигнали в приймачі завжди спостерігаються на фоні внутрішніх шумів $n(t, \vec{r}')$. У якості рівняння спостереження, по підлягає подальшій оптимальній обробці, будемо використовувати адитивну модель наступного вигляду:

$$u(t, \vec{r}', \vec{r}_t) = s_r(t, \vec{r}', \vec{r}_t) + n(t, \vec{r}'). \quad (3.11)$$

Кореляційні характеристики сигналів та шумів. Шуми в кожному каналі обробки будемо вважати взаємно некорельованими. Модель шумів опишемо гаусівським розподілом з наступною кореляційною функцією

$$R_n(t_1, t_2, \vec{r}'_1, \vec{r}'_2) = \langle n(t_1, \vec{r}'_1) n(t_2, \vec{r}'_2) \rangle = \frac{N_{0n}}{2} \delta(t_1 - t_2) \delta(\vec{r}'_1 - \vec{r}'_2). \quad (3.12)$$

Енергію шумів, – спектральну щільність потужності, будемо вважати однаковою для кожного приймального каналу.

Кореляційна функція корисних сигналів, з урахуванням стохастичної природи розсіювання електромагнітних полів поверхнею, може бути представлена наступним виразом:

$$\begin{aligned} R_s(t_1, t_2, \vec{r}'_1, \vec{r}'_2, \vec{r}_{t1}, \vec{r}_{t2}) &= \langle \text{Re } \dot{s}(t_1, \vec{r}'_1, \vec{r}_{t1}) \text{Re } \dot{s}(t_2, \vec{r}'_2, \vec{r}_{t2}) \rangle \approx \frac{1}{2} \text{Re} \langle \dot{s}(t_1, \vec{r}'_1, \vec{r}_{t1}) \dot{s}^*(t_2, \vec{r}'_2, \vec{r}_{t2}) \rangle = \\ &= \frac{1}{2} \text{Re} \int \int_D \langle \dot{F}(\vec{r}_1) \dot{F}^*(\vec{r}_2) \rangle s_0(t_1, \vec{r}_1, \vec{r}'_1, \vec{r}_{t1}) s_0^*(t_2, \vec{r}_2, \vec{r}'_2, \vec{r}_{t2}) d\vec{r}_1 d\vec{r}_2. \end{aligned} \quad (3.13)$$

Перепишемо (3.13) з урахуванням (3.10)

$$R_s(t_1, t_2, \vec{r}'_1, \vec{r}'_2, \vec{r}_{t1}, \vec{r}_{t2}) = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \int_D \sigma^0(r) \dot{s}_0(t_1, \vec{r}, \vec{r}'_1, \vec{r}_{t1}) \dot{s}_0^*(t_2, \vec{r}, \vec{r}'_2, \vec{r}_{t2}) d\vec{r}. \quad (3.14)$$

Загальна кореляційна функція коливань, що підлягають подальшій обробці, на основі попередніх виразів прийме наступний вигляд:

$$\begin{aligned} R_u(t_1, t_2, \vec{r}'_1, \vec{r}'_2, \vec{r}_{t1}, \vec{r}_{t2}) &= \langle u(t_1, \vec{r}'_1, \vec{r}_{t1}) u(t_2, \vec{r}'_2, \vec{r}_{t2}) \rangle = \\ &= R_s(t_1, t_2, \vec{r}'_1, \vec{r}'_2, \vec{r}_{t1}, \vec{r}_{t2}) + R_n(t_1, t_2, \vec{r}'_1, \vec{r}'_2) = \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{Re} \int_D \sigma^0(r) \dot{s}_0(t_1, \vec{r}, \vec{r}'_1, \vec{r}_{t1}) \dot{s}_0^*(t_2, \vec{r}, \vec{r}'_2, \vec{r}_{t2}) d\vec{r} + \frac{N_{0n}}{2} \delta(t_1 - t_2) \delta(\vec{r}'_1 - \vec{r}'_2). \end{aligned} \quad (3.15)$$

Основна інформація про поверхню зосереджена в множнику – спектральній щільності потужності статистично-неоднорідного комплексного коефіцієнта віддзеркалення радіохвиль поверхнею $\dot{F}(\vec{r})$. Цей множник в подальшому і будемо визначати, як радіолокаційне зображення поверхні.

3.2 Постановка задачі синтезу оптимального алгоритму формування радіозображень

За прийнятими сигналами $s_r(t, \vec{r}', \vec{r}_i)$ в області спостереження з координатами \vec{r}' при русі радіолокаційного сенсора з координатою \vec{r}_i , що сопстерігаються на фоні адитивних гаусівських шумів $n(t, \vec{r}')$, необхідно оптимально відновити радіолокаційне зображення поверхні, що описується спектральною щільністю потужності статистично-неоднорідного комплексного коефіцієнта віддзеркалення радіохвиль $\sigma^0(r)$.

3.3 Вирішення оптимізаційної задачі

Для оптимальної оцінки $\sigma^0(r)$ будемо використовувати метод максимуму функціоналу правдоподібності. Для задачі оцінки енергетичних параметрів професором Волосюком В.К. в роботі [103] було розроблено функціонал правдоподібності для випадку прийому стохастичних сигналів. В даній роботі виконана модифікацію цього функціоналу правдоподібності для випадку спостереження статичної сцени і огляду поверхні за довільними траєкторіями. Модифікований функціонал правдоподібності набув вигляду

$$\begin{aligned}
 P[u(t, \vec{r}', \vec{r}_t) | \sigma^0(\vec{r})] = & \kappa[\sigma^0(\vec{r})] \times \\
 \times \exp \left\{ -\frac{1}{2} \int_T \int_{D'} \int_{D'} \int_{D_t} \int_{D_t} \int_{D_t} u(t_1, \vec{r}'_1, \vec{r}_{t1}) W(t_1, t_2, \vec{r}'_1, \vec{r}'_2, \vec{r}_{t1}, \vec{r}_{t2}, \sigma^0(\vec{r})) \times \right. \\
 & \left. \times u(t_2, \vec{r}'_2, \vec{r}_{t2}) dt_1 dt_2 d\vec{r}'_1 d\vec{r}'_2 d\vec{r}_{t1} d\vec{r}_{t2} \right\}, \quad (3.16)
 \end{aligned}$$

де множник $\kappa[\sigma^0(\vec{r})]$ має складний функціональний вираз, проте залежить від радіозображення, T – час спостереження, D' – область всіх можливих значень координат області реєстрації, D_t – область всіх можливих положень радіосистеми над областю дослідження, $W(t_1, t_2, \vec{r}'_1, \vec{r}'_2, \vec{r}_{t1}, \vec{r}_{t2}, \sigma^0(\vec{r}))$ – обернена кореляційна функція. Знайти обернену кореляційну функцію можливо з інтегрального рівняння

$$\begin{aligned}
 \int_T \int_{D'} \int_{D_t} R_u(t_1, t_2, \vec{r}'_1, \vec{r}'_2, \vec{r}_{t1}, \vec{r}_{t2}, \sigma^0(\vec{r})) W(t_2, t_3, \vec{r}'_2, \vec{r}'_3, \vec{r}_{t2}, \vec{r}_{t3}, \sigma^0(\vec{r})) d\vec{r}_{t2} d\vec{r}'_2 dt_2 = \\
 = \delta(t_1 - t_3) \delta(\vec{r}'_1 - \vec{r}'_3) \delta(d\vec{r}_{t1} - d\vec{r}_{t3}). \quad (3.17)
 \end{aligned}$$

Максимум функціоналу правдоподібності (3.16) знайдемо застосувавши похідну і прирівнюючи результат до нуля. Радіолокаційне зображення, що підлягає оцінюванню, є функцією просторових координат. В такому випадку необхідно

застосовувати не звичайну, а варіаційну похідну. Варіацію $\sigma^0(\vec{r})$ представимо наступним чином:

$$\hat{\sigma}^0(\vec{r}) = \sigma_{opt}^0(\vec{r}) + \delta\sigma^0(\vec{r}), \quad (3.18)$$

де $\sigma_{opt}^0(\vec{r})$ – оптимальна оцінка радіозображення, а $\delta\sigma^0(\vec{r})$ – варіація оцінки радіозображення, що представляє деяке невелике відхилення від оптимально відновленого зображення. Функція $\delta\sigma^0(\vec{r})$ є довільною і може бути представлена як

$$\delta\sigma^0(\vec{r}) = \alpha\gamma(\vec{r}), \quad (3.19)$$

де $\gamma(\vec{r})$ – довільна функція одиничної амплітуди;

α – мале відхилення варіації від оптимального значення.

Замість варіаційної похідної по функції $\delta\sigma^0(\vec{r})$ будемо визначати частинну похідну за ступенем відхилення α .

В функціоналі правдоподібності використовується функція експоненти, що має монотонний зв'язок зі своїм аргументом. В такому випадку взяття похідної від логарифму функціоналу правдоподібності замість похідної від самого функціоналу не змінить його максимуму. Приймаючи до уваги зазначене, запишемо

$$\begin{aligned} & \left. \frac{\delta \ln P[u(t, \vec{r}', \vec{r}_t) | \sigma^0(\vec{r})]}{\delta \sigma^0(\vec{r})} \right|_{\sigma^0(\vec{r}) = \sigma_{opt}^0(\vec{r})} = \\ & = \left. \frac{d \ln P[u(t, \vec{r}', \vec{r}_t) | \sigma_{opt}^0(\vec{r}) + \alpha\gamma(\vec{r})]}{d\alpha} \right|_{\alpha=0} = 0, \end{aligned} \quad (3.20)$$

де δ и d – позначення для варіаційної та звичайної похідної.

Результат диференціювання (3.20) має вигляд

$$\begin{aligned}
& - \int \int \int \int \int \int \frac{dR_u \left(t_1, t_2, \vec{r}'_1, \vec{r}'_2, \vec{r}_{t1}, \vec{r}_{t2}, \sigma_{opt}^0(\vec{r}) + \alpha \gamma(\vec{r}) \right)}{d\alpha} \times \\
& \times W \left(t_2, t_3, \vec{r}'_2, \vec{r}'_3, \vec{r}_{t2}, \vec{r}_{t3}, \sigma_{opt}^0(\vec{r}) + \alpha \gamma(\vec{r}) \right) d\vec{r}_{t1} d\vec{r}_{t2} d\vec{r}'_1 d\vec{r}'_2 dt_1 dt_2 = \\
& = \int \int \int \int \int \int u(t_1, \vec{r}'_1, \vec{r}_{t1}) \frac{dW \left(t_2, t_3, \vec{r}'_2, \vec{r}'_3, \vec{r}_{t2}, \vec{r}_{t3}, \sigma_{opt}^0(\vec{r}) + \alpha \gamma(\vec{r}) \right)}{d\alpha} \times \\
& \times u(t_2, \vec{r}'_2, \vec{r}_{t2}) d\vec{r}_{t1} d\vec{r}_{t2} d\vec{r}'_1 d\vec{r}'_2 dt_1 dt_2. \tag{3.21}
\end{aligned}$$

Приймаючи до уваги інтегральне рівняння (3.17), перепишемо (3.20) наступним чином

$$\begin{aligned}
& \operatorname{Re} \int_D \gamma(\vec{r}) \left(\frac{1}{4} \int_D \sigma^0(\vec{r}_1) \times \right. \\
& \times \int \int \int \dot{s}_0(t_1, \vec{r}, \vec{r}'_1, \vec{r}_{t1}) \dot{s}_{0W}^*(t_1, \vec{r}_1, \vec{r}'_1, \vec{r}_{t1}) d\vec{r}_{t1} d\vec{r}'_1 dt_1 \times \\
& \times \int \int \int \dot{s}_0^*(t_2, \vec{r}, \vec{r}'_2, \vec{r}_{t2}) \dot{s}_{0W}(t_2, \vec{r}_1, \vec{r}'_2, \vec{r}_{t2}) d\vec{r}_{t2} d\vec{r}'_2 dt_2 d\vec{r}_1 + \\
& + \frac{1}{2} \frac{N_{0n}}{2} \int \int \int \dot{s}_{0W}(t_3, \vec{r}, \vec{r}'_3, \vec{r}_{t3}) \dot{s}_{0W}^*(t_3, \vec{r}, \vec{r}'_3, \vec{r}_{t3}) d\vec{r}_{t3} d\vec{r}'_3 dt_3 - \\
& - \frac{1}{2} \int \int \int u(t_1, \vec{r}'_1, \vec{r}_{t1}) \dot{s}_{0W} \left[t_1, \vec{r}'_1, \vec{r}_{t1}, \sigma^0(\vec{r}) \right] d\vec{r}_{t1} d\vec{r}'_1 dt_1 \times \\
& \left. \times \int \int \int \dot{s}_{0W}^* \left[t_2, \vec{r}'_2, \vec{r}_{t2}, \sigma^0(\vec{r}) \right] u(t_2, \vec{r}'_2, \vec{r}_{t2}) d\vec{r}_{t2} d\vec{r}'_2 dt_2 \right) d\vec{r} = 0, \tag{3.22}
\end{aligned}$$

або

$$\operatorname{Re} \int_D \gamma(\vec{r}) \left(\frac{1}{4} \int_D \sigma^0(\vec{r}_1) |\dot{\Psi}_w(\vec{r}, \vec{r}_1)|^2 d\vec{r}_1 + \frac{N_{0n}}{2} \mathcal{E}_W(\vec{r}) - \frac{1}{2} |\dot{Y}(\vec{r})|^2 \right) d\vec{r} = 0. \quad (3.23)$$

Весь вираз (3.23) точно буде дорівнювати нулю, якщо нерівність під інтегралом за змінною $d\vec{r}$ точно буде дорівнювати нулю, тобто

$$|\dot{Y}(\vec{r})|^2 = \frac{1}{2} \int_D \sigma^0(\vec{r}_1) |\dot{\Psi}_w(\vec{r}, \vec{r}_1)|^2 d\vec{r}_1 + N_{0n} \mathcal{E}_W(\vec{r}). \quad (3.24)$$

Вираз (3.24) було також отримано у припущенні, що $\gamma(\vec{r})$ є довільною функцією.

В рівняннях (3.22) та (3.23) використані наступні позначення:

$$\dot{Y}(\vec{r}) = \int_T \int_{D'} \int_{D_t} u(t_1, \vec{r}'_1, \vec{r}_{t1}) \dot{s}_{0W} \left[t_1, \vec{r}'_1, \vec{r}_{t1}, \sigma^0(\vec{r}) \right] d\vec{r}_{t1} d\vec{r}'_1 dt_1 \quad (3.25)$$

– оптимальний алгоритм обробки прийнятих коливань $u(t_1, \vec{r}'_1, \vec{r}_{t1})$ кожним елементом антенної решітки, в різних просторових положеннях \vec{r}_{t1} . Обробка відповідає класичній узгодженій обробці рівняння спостереження з опорним сигналом

$$\begin{aligned} \dot{s}_{0W} \left[t_1, \vec{r}'_1, \vec{r}_{t1}, \sigma^0(\vec{r}) \right] &= \int_T \int_{D'} \int_{D_t} W \left(t_1, t_3, \vec{r}'_1, \vec{r}'_3, \vec{r}_{t1}, \vec{r}_{t3}, \sigma^0(\vec{r}) \right) \times \\ &\times \dot{s}_0(t_3, \vec{r}, \vec{r}'_3, \vec{r}_{t3}) d\vec{r}_{t3} d\vec{r}'_3 dt_3, \end{aligned} \quad (3.26)$$

що заздалегідь сформований відповідно до геометрії задачі. Новизна отриманого алгоритму полягає в новій операції декореляції прийнятих коливань в фільтрі з імпульсною характеристикою $W(t_2, t_3, \vec{r}'_2, \vec{r}'_3, \vec{r}_{t2}, \vec{r}_{t3}, \sigma_{opt}^0(\vec{r}))$ та в узгодженій фільтрації прийнятих сигналів за координатою переміщення вимірювача \vec{r}_{t1} . Нові

траєкторії двовимірного руху радіовимірювача над стаціонарною схемою потребують додаткового аналізу та імітаційного моделювання.

В (3.22) та (3.23) також введена функція

$$\dot{\Psi}_W(\vec{r}, \vec{r}_1) = \int_T \int_{D'} \int_{D_t} \dot{s}_0 \left[t_1, \vec{r}_1, \vec{r}'_1, \vec{r}_{t1} \right] \dot{s}_{0W}^* \left[t_1, \vec{r}'_1, \vec{r}_{t1}, \sigma^0(\vec{r}_1) \right] d\vec{r}_{t1} d\vec{r}'_1 dt_1 \quad (3.27)$$

– апаратна функція системи формування радіолокаційних зображень $\sigma^0(\vec{r})$, просторового розподілу питомої ефективної поверхні розсіювання, що є реакцією системи на точкове джерело випромінювання. Апаратна функція (3.27) визначає роздільну здатність за кутовими координатами радіолокаційної системи формування радіозображень поверхонь з технологією статичного синтезу апертури.

Ще в (3.22) та (3.23) введено наступне:

$$\mathcal{E}_W(\vec{r}) = \frac{1}{2} \int_T \int_{D'} \int_{D_t} \left| \dot{s}_{0W}(t_3, \vec{r}'_3, \vec{r}_{t3}, \sigma^0(\vec{r})) \right|^2 d\vec{r}_{t3} d\vec{r}'_3 dt_3 \quad (3.28)$$

– енергія узгодженого сигналу $\dot{s}_{0W}(t_3, \vec{r}'_3, \vec{r}_{t3}, \sigma^0(\vec{r}))$ з урахуванням його декореляції.

Отриманий оптимальний метод формування радіозображення (3.25) доцільно представити на рівні обробки огинаючих, після їх детектування

$$\dot{Y}(\vec{r}) = \frac{1}{2} \int_T \int_{D'} \int_{D_t} \dot{U}(t_1, \vec{r}'_1, \vec{r}_{t1}) \dot{S}_{0W}^* \left[t_1, \vec{r}'_1, \vec{r}_{t1}, \sigma^0(\vec{r}) \right] d\vec{r}_{t1} d\vec{r}'_1 dt_1. \quad (3.29)$$

Отримані вирази (3.25) і (3.29) показують фізичний сенс формування радіолокаційних зображень статичних сцен радіолокаційним сенсором, що розміщений на рухомій платформі та виконує сканування за довільними

траєкторіями. Обробка полягає в когерентній згортці прийнятих коливань на високій частоті $u(t_1, \vec{r}'_1, \vec{r}_{t1})$ у (3.25) або на низькій частоті $\dot{U}(t_1, \vec{r}'_1, \vec{r}_{t1})$ у (3.29) з узгодженим фільтром у вигляді опорного сигналу, що формується заздалегідь відповідно до геометрії вимірювання. Відмінність отриманих результатів від класичної теорії знаходження максимуму кореляційного інтегралу полягає в операції декореляції одиничного сигналу в оптимальному інверсному фільтрі $W(t_1, t_3, \vec{r}'_1, \vec{r}'_3, \vec{r}_{t1}, \vec{r}_{t3}, \sigma^0(\vec{r}))$. У результаті декореляції одиничного сигналу і подальшої узгодженої фільтрації розміри спеклів (мультиплікативної завади) на радіолокаційних зображення поверхні стануть значно меншими, ніж при класичній обробці. Подальша фільтрація таких зображень дозволить підвищити роздільну здатність системи радіобачення. Операція декореляції забезпечує певну надроздільну здатність і може бути виконана за допомогою інверсного фільтра з імпульсною характеристикою, які зазвичай застосовують під час розв'язування некоректних обернених задач відновлення різних функцій і, зокрема, зображень [108].

3.4 Аналіз отриманого оптимального алгоритму

Розглянемо більш детально алгоритм (3.29) без декореляції

$$\dot{Y}(\vec{r}) = \frac{1}{2} \int_T \int_{D'} \int_{D_t} \dot{U}(t_1, \vec{r}'_1, \vec{r}_{t1}) \dot{S}_0^*[t_1, \vec{r}, \vec{r}'_1, \vec{r}_{t1}] d\vec{r}_{t1} d\vec{r}'_1 dt_1, \quad (3.30)$$

де з урахуванням (3.9)

$$\dot{S}_0^*(t_1, \vec{r}, \vec{r}'_1, \vec{r}_{t1}) = \dot{I}^*(\vec{r}') \dot{A}^* \left(t - \frac{2R(\vec{r}, \vec{r}'_1, \vec{r}_{t1})}{c} \right) \exp \left\{ j2\pi f_0 \frac{2R(\vec{r}, \vec{r}'_1, \vec{r}_{t1})}{c} \right\} \approx$$

$$\begin{aligned} &\approx \dot{I}^*(\vec{r}'_1) \exp \left\{ -j2\pi f_0 \frac{2}{c} \frac{(\vec{r} - \vec{r}_{t1})}{R_0(\vec{r} - \vec{r}_{t1})} \vec{r}'_1 \right\} \times \\ &\times \dot{A}^* \left(t - \frac{2R_0(\vec{r} - \vec{r}_{t1})}{c} \right) \exp \left\{ j2\pi f_0 \frac{2R_0(\vec{r} - \vec{r}_{t1})}{c} \right\}, \end{aligned} \quad (3.31)$$

$(\vec{r} - \vec{r}_{t1}) \vec{r}'_1 = (x - x_{t1})x'_1 + (y - y_{t1})y'_1$ – скалярний добуток векторів $(\vec{r} - \vec{r}_{t1})$ і \vec{r}'_1 .

Підставляючи (3.31) в (3.30), отримуємо

$$\begin{aligned} \dot{Y}(\vec{r}) &= \frac{1}{2} \int_{D_t} \int_T \left[\int_{D'} \dot{U}(t_1, \vec{r}'_1, \vec{r}_{t1}) \dot{I}^*(\vec{r}'_1) \exp \left\{ -j2\pi f_0 \frac{2}{c} \frac{(\vec{r} - \vec{r}_{t1})}{R_0(\vec{r} - \vec{r}_{t1})} \vec{r}'_1 \right\} d\vec{r}'_1 \right] \times \\ &\times \dot{A}^* \left(t - \frac{2R_0(\vec{r} - \vec{r}_{t1})}{c} \right) dt_1 \exp \left\{ j2\pi f_0 \frac{2R_0(\vec{r} - \vec{r}_{t1})}{c} \right\} d\vec{r}_{t1} = \quad (3.32) \\ &= \frac{1}{2} \int_{D_t} \left[\int_T \dot{U}_j(t_1, \vec{r}, \vec{r}_{t1}) \dot{A}^* \left(t - \frac{2R_0(\vec{r} - \vec{r}_{t1})}{c} \right) dt_1 \right] \exp \left\{ j2\pi f_0 \frac{2R_0(\vec{r} - \vec{r}_{t1})}{c} \right\} d\vec{r}_{t1}. \end{aligned}$$

Сутність обробки згідно (3.32) полягає в наступному. Сканер з радіовимірником приймає сигнали за попередньо визначеною траєкторією у координатах \vec{r}_t . Записані коливання в кожному елементі антенної решітки необхідно пропустити через вагові коефіцієнти комплексно-спряженого амплітудно-фазового розподілу $\dot{I}^*(\vec{r}'_1)$. Після підсилення фази сигналів в кожному елементі необхідно звести до одного фазового центру за допомогою множника

$\exp \left\{ -j2\pi f_0 \frac{2}{c} \frac{(\vec{r} - \vec{r}_{t1})}{R_0(\vec{r} - \vec{r}_{t1})} \vec{r}'_1 \right\}$. Усереднюючи сфазовані сигнали формується

багатопелюсткова діаграма спрямованості антенної решітки, що постійно фокусується на кожну точку поверхні \vec{r} по мірі зміни положення сенсору за координатами \vec{r}_{t1} . Після обробки сигналів у межах антенної решітки, в подальшому коливання піддаються узгодженій обробці за часом. Так як форма комплексної

огиноючої $\dot{A}\left(t - \frac{2R_0(\vec{r} - \vec{r}_t)}{c}\right)$ задана у загальному вигляді, то обробка за часом може бути будь-якою – імпульсною, безперервною, без а з внутрішньоімпульсною модуляцією. Найголовніше у часовій обробці виконати узгоджене за амплітудою та фазою детектування прийнятих сигналів. Остання обробка виконується на рівні детектованих амплітуд, що у випадку їх накопичення за етап просторового сканування називаються траєкторним сигналом. Детектовані амплітуди необхідно на етапі синтезування радіозображень обробити у фільтрі за наступною імпульсною характеристикою:

$$\exp\left\{j2\pi f_0 \frac{2\sqrt{H^2 + |\vec{r} - \vec{r}_{t1}|^2}}{c}\right\}. \quad (3.33)$$

Якщо результати детектування продискретизовані і обробляються в комп'ютері, то не складно сформувати опорний сигнал з коренем в аргументі функції $\exp\{\cdot\}$. Якщо обробка реалізується в радіоапаратурі, то бажано представити отриману функцію (3.33) у вигляді базисної функції вже існуючого, добре дослідженого, перетворення Фур'є або Френеля. Для приведення функції (3.33) до однієї з відомих розкладемо корінь

$$\sqrt{H^2 + |\vec{r} - \vec{r}_{t1}|^2} = H\sqrt{1 + \frac{|\vec{r} - \vec{r}_{t1}|^2}{H^2}}, \quad (3.34)$$

в ряд Тейлору за умови $\frac{|\vec{r} - \vec{r}_{t1}|^2}{H^2} \leq 1$ і отримаємо

$$H\left(1 + \frac{1}{2} \frac{|\vec{r} - \vec{r}_{t1}|^2}{H^2}\right) = H + \frac{(x - x_{t1})^2 + (y - y_{t1})^2}{2H} = H + \frac{(x - x_{t1})^2}{2H} + \frac{(y - y_{t1})^2}{2H}. \quad (3.35)$$

Підставляючи (3.35) в (3.32), отримаємо

$$\begin{aligned} \dot{Y}(\vec{r}) = & \exp\left\{j2\pi f_0 \frac{2H}{c}\right\} \frac{1}{2} \int_{D_{yt}} \int_{D_{xt}} \left[\int_T \dot{U}_i(t_1, \vec{r}, \vec{r}_{t1}) \dot{A}^* \left(t - \frac{2R_0(\vec{r} - \vec{r}_{t1})}{c} \right) dt_1 \right] \times \\ & \times \exp\left\{j2\pi f_0 \frac{(x - x_{t1})^2}{cH}\right\} \exp\left\{j2\pi f_0 \frac{(y - y_{t1})^2}{cH}\right\} dx_{t1} dy_{t1}. \end{aligned} \quad (3.36)$$

Згідно з виразом (3.24) після формування оптимального вихідного ефекту (3.36) необхідно сформулювати його квадрат модулю. Квадрат модулю від $\exp\left\{j2\pi f_0 \frac{2H}{c}\right\}$ дорівнює одиниці, тому дану операцію можна виключити при формуванні $\dot{Y}(\vec{r})$. Загалом обробка за просторовими координатами (x_{t1}, y_{t1}) передбачає операції класичного оберненого просторового перетворення Френеля.

В результаті виконання наведених оптимальних операцій буде виконано синтезування вихідної апертури антенної решітки радіосистеми D до розмірів області сканування D_t . Якість синтезування залежить від траєкторії руху радіовимірювача за координатами (x_{t1}, y_{t1}) . Просторова роздільна здатність радіолокаційної системи формування радіозображень поверхонь з технологією статичного синтезу апертури буде аналітично досліджена при конкретизації апаратної функції та за результатами імітаційного моделювання.

3.5 Аналіз апаратної функції системи без декореляції опорного сигналу

Представимо квадрат модуля функції (3.27) з урахуванням (3.3), (3.9) і (3.35) наступним чином

$$|\dot{\Psi}(\vec{r}, \vec{r}_1)|^2 = \left| \int_T \int_{D'} \int_{D_t} \dot{I}(\vec{r}_1') \dot{A} \left(t_1 - \frac{2R_0(\vec{r} - \vec{r}_{t1})}{c} \right) e^{j2\pi f_0 t_1} \times \right.$$

$$\begin{aligned}
& \times \exp \left\{ -j2\pi f_0 \frac{2H}{c} \right\} \exp \left\{ -j2\pi f_0 \frac{|\vec{r} - \vec{r}_{t1}|^2}{cH} \right\} \exp \left\{ j2\pi f_0 \frac{2}{c} \frac{(\vec{r} - \vec{r}_{t1})}{R_0(\vec{r} - \vec{r}_{t1})} \vec{r}'_1 \right\} \times \\
& \quad \times \dot{I}^*(\vec{r}'_1) \dot{A}^* \left(t_1 - \frac{2R_0(\vec{r}_1 - \vec{r}_{t1})}{c} \right) e^{-j2\pi f_0 t_1} \times \\
& \times \exp \left\{ j2\pi f_0 \frac{2H}{c} \right\} \exp \left\{ j2\pi f_0 \frac{|\vec{r}_1 - \vec{r}_{t1}|^2}{cH} \right\} \exp \left\{ -j2\pi f_0 \frac{2}{c} \frac{(\vec{r}_1 - \vec{r}_{t1})}{R_0(\vec{r} - \vec{r}_{t1})} \vec{r}'_1 \right\} d\vec{r}_{t1} d\vec{r}'_1 dt_1 \Bigg|^2 = \\
& = \left| \int_{D_t} \int_{D'} |\dot{I}(\vec{r}'_1)|^2 \exp \left\{ j2\pi f_0 \frac{2}{c} \frac{(\vec{r} - \vec{r}_{t1})}{R_0(\vec{r} - \vec{r}_{t1})} \vec{r}'_1 \right\} \exp \left\{ -j2\pi f_0 \frac{2}{c} \frac{(\vec{r}_1 - \vec{r}_{t1})}{R_0(\vec{r} - \vec{r}_{t1})} \vec{r}'_1 \right\} d\vec{r}'_1 \times \right. \\
& \quad \times \int_T \dot{A} \left(t_1 - \frac{2R_0(\vec{r} - \vec{r}_{t1})}{c} \right) \dot{A}^* \left(t_1 - \frac{2R_0(\vec{r}_1 - \vec{r}_{t1})}{c} \right) dt_1 \times \\
& \quad \times \exp \left\{ -j2\pi f_0 \frac{|\vec{r} - \vec{r}_{t1}|^2}{cH} \right\} \exp \left\{ j2\pi f_0 \frac{|\vec{r}_1 - \vec{r}_{t1}|^2}{cH} \right\} d\vec{r}_{t1} \Bigg|^2 = \tag{3.37} \\
& = \left| R_A(\vec{r}, \vec{r}_1) \dot{\Psi}_I(\vec{r} - \vec{r}_1) \int_{D_t} \exp \left\{ -j2\pi f_0 \frac{|\vec{r} - \vec{r}_{t1}|^2}{cH} \right\} \exp \left\{ j2\pi f_0 \frac{|\vec{r}_1 - \vec{r}_{t1}|^2}{cH} \right\} d\vec{r}_{t1} \right|^2,
\end{aligned}$$

де

$$R_A(\vec{r}, \vec{r}_1) = \int_T \dot{A} \left(t_1 - \frac{2R_0(\vec{r} - \vec{r}_{t1})}{c} \right) \dot{A}^* \left(t_1 - \frac{2R_0(\vec{r}_1 - \vec{r}_{t1})}{c} \right) dt_1 \tag{3.38}$$

– автокореляційна функція комплексної огинаючої зондуючого сигналу,

$$\dot{\Psi}_I(\vec{r} - \vec{r}_1) = \int_{D'} |\dot{I}(\vec{r}'_1)|^2 \exp \left\{ j2\pi f_0 \frac{2}{c} \frac{(\vec{r} - \vec{r}_1)}{R_0(\vec{r} - \vec{r}_{t1})} \vec{r}'_1 \right\} d\vec{r}'_1 \tag{3.39}$$

– згортка комплексної діаграми спрямованості антенної решітки.

Розглянемо більш детально інтеграл під знаком модуля в (3.37) у випадку сканування по всім можливим координатам прямокутної області D_t

$$\begin{aligned}
& \int_{D_{xt}} \int_{D_{yt}} \exp\left\{-j2\pi f_0 \frac{(x-x_{t1})^2}{cH}\right\} \exp\left\{-j2\pi f_0 \frac{(y-y_{t1})^2}{cH}\right\} \times \\
& \times \exp\left\{j2\pi f_0 \frac{(x_1-x_{t1})^2}{cH}\right\} \exp\left\{j2\pi f_0 \frac{(y_1-y_{t1})^2}{cH}\right\} dx_{t1} dy_{t1} = \\
& = \int_{-D_{xt}/2}^{D_{xt}/2} \exp\left\{-j2\pi f_0 \frac{(x-x_{t1})^2}{cH}\right\} \exp\left\{j2\pi f_0 \frac{(x_1-x_{t1})^2}{cH}\right\} dx_{t1} \times \\
& \times \int_{-D_{yt}/2}^{D_{yt}/2} \exp\left\{-j2\pi f_0 \frac{(y-y_{t1})^2}{cH}\right\} \exp\left\{j2\pi f_0 \frac{(y_1-y_{t1})^2}{cH}\right\} dy_{t1} = \\
& = \int_{-D_{xt}/2}^{D_{xt}/2} \exp\left\{-j2\pi f_0 \frac{x^2 - 2xx_{t1} - x_1^2 + 2x_1x_{t1}}{cH}\right\} dx_{t1} \times \\
& \times \int_{-D_{yt}/2}^{D_{yt}/2} \exp\left\{-j2\pi f_0 \frac{y^2 - 2yy_{t1} - y_1^2 + 2y_1y_{t1}}{cH}\right\} dy_{t1} = \\
& = \exp\left\{-j2\pi f_0 \frac{x^2 - x_1^2}{cH}\right\} \int_{-D_{xt}/2}^{D_{xt}/2} \exp\left\{j2\pi f_0 2 \frac{(x-x_1)}{cH} x_{t1}\right\} dx_{t1} \times \\
& \times \exp\left\{-j2\pi f_0 \frac{y^2 - y_1^2}{cH}\right\} \int_{-D_{yt}/2}^{D_{yt}/2} \exp\left\{j2\pi f_0 2 \frac{(y-y_1)}{cH} y_{t1}\right\} dy_{t1} = \\
& = \exp\left\{-j2\pi f_0 \frac{x^2 - x_1^2}{cH}\right\} \left(\frac{e^{j2\pi f_0 2 \frac{(x-x_1) D_{xt}}{cH}}}{j2\pi f_0 2 \frac{(x-x_1)}{cH}} - \frac{e^{-j2\pi f_0 2 \frac{(x-x_1) D_{xt}}{cH}}}{j2\pi f_0 2 \frac{(x-x_1)}{cH}} \right) \times \\
& \times \exp\left\{-j2\pi f_0 \frac{y^2 - y_1^2}{cH}\right\} \left(\frac{e^{j2\pi f_0 2 \frac{(y-y_1) D_{yt}}{cH}}}{j2\pi f_0 2 \frac{(y-y_1)}{cH}} - \frac{e^{-j2\pi f_0 2 \frac{(y-y_1) D_{yt}}{cH}}}{j2\pi f_0 2 \frac{(y-y_1)}{cH}} \right) =
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \exp \left\{ -j2\pi f_0 \frac{x^2 - x_1^2}{cH} \right\} \left(\frac{e^{j2\pi f_0 \frac{(x-x_1)}{cH} D_{xt}} - e^{-j2\pi f_0 \frac{(x-x_1)}{cH} D_{xt}}}{2j} \frac{1}{\pi f_0 2 \frac{(x-x_1)}{cH}} \right) \times \\
&\times \exp \left\{ -j2\pi f_0 \frac{y^2 - y_1^2}{cH} \right\} \left(\frac{e^{j2\pi f_0 \frac{(y-y_1)}{cH} D_{yt}} - e^{-j2\pi f_0 \frac{(y-y_1)}{cH} D_{yt}}}{2j} \frac{1}{\pi f_0 2 \frac{(y-y_1)}{cH}} \right) = \\
&= \exp \left\{ -j2\pi f_0 \frac{x^2 - x_1^2}{cH} \right\} \left(\frac{\sin \left(2\pi f_0 \frac{(x-x_1)}{cH} D_{xt} \right)}{2\pi f_0 \frac{(x-x_1)}{cH}} \right) \frac{D_{xt}}{D_{xt}} \times \\
&\times \exp \left\{ -j2\pi f_0 \frac{y^2 - y_1^2}{cH} \right\} \left(\frac{\sin \left(2\pi f_0 \frac{(y-y_1)}{cH} D_{yt} \right)}{2\pi f_0 \frac{(y-y_1)}{cH}} \right) \frac{D_{yt}}{D_{yt}} = \\
&= \exp \left\{ -j2\pi f_0 \frac{x^2 - x_1^2}{cH} \right\} \exp \left\{ -j2\pi f_0 \frac{y^2 - y_1^2}{cH} \right\} \times \\
&\times D_{xt} \operatorname{sinc} \left(2\pi f_0 \frac{(x-x_1)}{cH} D_{xt} \right) D_{yt} \operatorname{sinc} \left(2\pi f_0 \frac{(y-y_1)}{cH} D_{yt} \right). \tag{3.40}
\end{aligned}$$

Підставляючи (3.40) в (3.37), отримаємо

$$\begin{aligned}
&|\dot{\Psi}(\vec{r}, \vec{r}_1)|^2 = |\dot{\Psi}(x, y, x_1, y_1)|^2 = \\
&= \left| R_A(x, y, x_1, y_1) \dot{\Psi}_i(x - x_1, y - y_1) \exp \left\{ -j2\pi f_0 \frac{x^2 - x_1^2}{cH} \right\} \exp \left\{ -j2\pi f_0 \frac{y^2 - y_1^2}{cH} \right\} \times \right. \\
&\quad \left. \times D_{xt} \operatorname{sinc} \left(2\pi f_0 \frac{(x-x_1)}{cH} D_{xt} \right) D_{yt} \operatorname{sinc} \left(2\pi f_0 \frac{(y-y_1)}{cH} D_{yt} \right) \right|^2 = \\
&= |R_A(x, y, x_1, y_1) \dot{\Psi}_i(x - x_1, y - y_1) \times
\end{aligned}$$

$$\times D_{xt} \operatorname{sinc}\left(2\pi f_0 \frac{(x-x_1)}{cH} D_{xt}\right) D_{yt} \operatorname{sinc}\left(2\pi f_0 \frac{(y-y_1)}{cH} D_{yt}\right) \Bigg|^2. \quad (3.41)$$

Таким чином ширина апаратної функції системи визначається автокореляційною функцією сигналів, згорткою діаграм спрямованості антенної решітки та функцією $\operatorname{sinc}(\cdot)$, ширина якої за першими нулями обернено пропорційна розміру ділянки руху сканера D_t . З аналізу (3.41) випливає, що новизною методу може бути можливість досягти високої роздільної здатності при відсутності модуляції зондуючого сигналу. Якщо, для прикладу, використовується безперервний сигнал, то функція R_A майже константа і не має роздільної здатності за просторовими координатами, ширина функції $\dot{\Psi}(x-x_1, y-y_1)$ обернено пропорційна антенній решітці радіосистеми і зазвичай набагато ширша за функцію $D_{xt} \operatorname{sinc}\left(2\pi f_0 \frac{(x-x_1)}{cH} D_{xt}\right) D_{yt} \operatorname{sinc}\left(2\pi f_0 \frac{(y-y_1)}{cH} D_{yt}\right)$. Таким чином реалізуючи лише когерентну обробку за координатами \vec{r}_t , отримаємо оцінку $\sigma^0(\vec{r})$ з високою роздільною здатністю.

Даний випадок розрахунку апаратної функції є лише частковий випадок. Інші можливі більш швидкі траєкторії формування високоточних радіолокаційних зображень необхідно дослідити багатократним імітаційним моделюванням.

3.6 Розроблення структурної схеми радару формування радіозображень поверхонь з технологією статичного синтезу апертури

Розглянемо основні операції обробки сигналів згідно виразу (3.25). Прийняті коливання $u(t, \vec{r}', \vec{r}_t)$ кожним елементом антени з координатами \vec{r}' на проміжку часу T при русі сенсора за обраною координатою \vec{r}_t спершу оброблюються в антенні у вигляді вагового усереднення з амплітудно-фазовим розподілом $\dot{I}(\vec{r}')$. Після обробки в антенні, сигнали переносяться на проміжну частоту і оброблюються в

приймачів у вигляді узгодженої фільтрації з комплексною амплітудою $\dot{A}(t)$. Для підвищення інформативності прийнятих сигналів, огинаючи після узгодженої обробки подаються на декорелюючи фільтр. Ступінь декореляції пропорційна апріорно визначеній питомій ефективній площі розсіювання поверхні. Основна операція статичного синтезування апертури полягає в узгодженій фільтрації огинаючих прийнятих сигналів з траєкторним сигналом, що накопичений при русі радіо сенсору за координатою \vec{r}_t . Всі узгоджені фільтрації можуть бути виконані у вигляді згортки прийнятих коливань з опорними сигналами. В результатів узгодженої фільтрації за траєкторією формується радіолокаційне зображення з високою роздільною здатністю, що визначається перерізом функції невизначеності $\dot{\Psi}_W(\vec{r}, \vec{r}_t)$. Всі зазначені операції представлені у вигляді структурної схеми на рисунку 3.2.

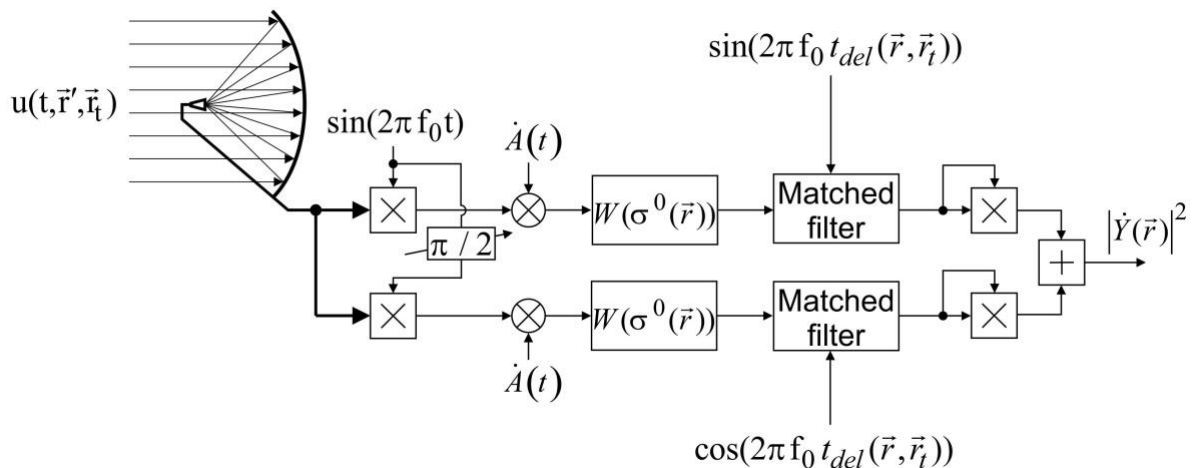


Рисунок 3.2 – Структурна схема радару формування радіозображень поверхонь з технологією статичного синтезу апертури

Висновки до розділу

В розділі синтезовано оптимальний та квазі-оптимальні алгоритми відновлення питомої ефективної площі розсіювання поверхні за умов довільного траєкторного руху приймального елемента.

Визначено геометрію системи «антена – поверхня», випромінений, відбитий сигнали та рівняння спостереження. Розраховано кореляційні характеристики сигналів та шумів. Оптимальна оцінка $\sigma^0(r)$ виконана за методом максимуму функціоналу правдоподібності. Показано, що оптимальний алгоритм потребує декореляції та узгодженої фільтрації прийнятих коливань. Досліджено апаратну функцію системи формування радіолокаційних зображень, яка визначає роздільну здатність за радіолокаційної системи формування радіозображень поверхонь з технологією статичного синтезу апертури.

З огляду на складність імплементації операції декореляції, окремо досліджено квазі-оптимальний алгоритм. Наведено сутність обробки згідно з отриманим квазі-оптимальним алгоритмом. Показано, що якість синтезування залежить від траєкторії руху радіовимірювача. Проаналізовано апаратну функцію системи без декореляції опорного сигналу, з аналізу якої випливає, що новизною методу може бути можливість досягти високої роздільної здатності при відсутності модуляції зондуючого сигналу.

На основі оптимального алгоритму обробки прийнятих коливань було розроблено структурну схему радару формування радіозображень поверхонь з технологією статичного синтезу апертури.

РОЗДІЛ 4

ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ОТРИМАННЯ РАДІОЗОБРАЖЕНЬ ПОВЕРХОНЬ СИСТЕМАМИ З ТЕХНОЛОГІЄЮ СТАТИЧНОГО СИНТЕЗУ АПЕРТУРИ

В рівнянні (3.24) була досліджена ліва частина, що описує основні оптимальні операції в радарі з методом статичного синтезування апертури. Права частина є фізичним вихідним ефектом, що буде отриманий в результаті оброблення сигналів. Права частина складається з двох доданків, де перший є згортокою істинного радіолокаційного зображення з квадратом модуля функції невизначеності, а другий показує сумарну енергію прийнятих сигналів і шумів. При відсутності операції декореляції другий доданок буде константою. На основі першого доданку була розроблена імітаційна модель формування радіолокаційних зображень, що представлена структурною схемою виконання основних математичних операцій на рисунку 4.1.

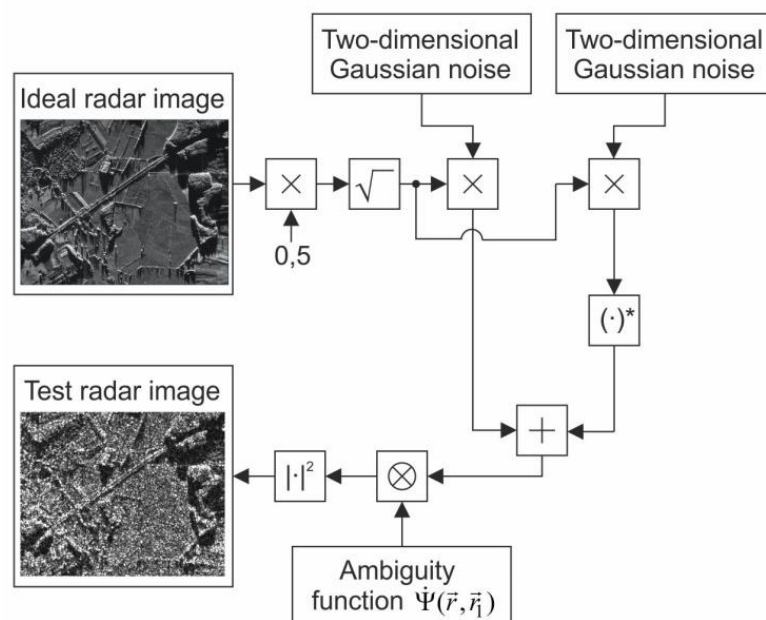


Рисунок 4.1 – Структурна схема імітаційної моделі формування радіолокаційних зображень

Схема на рисунку 4.1 має наступні складові: Two-dimensional Gaussian noise – блок генерації просторового дискретного гаусівського шуму з одиничною

дисперсією, Ideal radar image – заздалегідь збережене істене радіолокаційне зображення високої роздільної здатності, \times – символ добутку, $\sqrt{}$ – операція розрахунку кореня, $(\cdot)^*$ – математична операція комплексного спряження, $+$ – символ додавання, Ambiguity function $\dot{\Psi}(\vec{r}, \vec{r}_1)$ – заздалегідь сформована двовимірна функція невизначеності, $|\cdot|^2$ – операція розрахунку квадрату модуля, Test radar image – результат імітаційного моделювання тестового радіолокаційного зображення.

Набір тестових функцій невизначеності отримаємо формуючи різні траєкторії руху носія і, відповідно, змінюючи \vec{r}_{t1} у виразі (3.37). Вихідні параметри до моделювання наступні: максимальні розміри ділянки траєкторії носія $D_{x_t} = 0,5$ м та $D_{y_t} = 0,5$ м, висота $H = 0,25$ м, частота сигналу $f_0 = 3$ ГГц.

На рисунках 4.2 – 4.11 представлені траєкторії руху уздовж двох сторін прямокутної області дослідження і функції невизначеності $|\dot{\Psi}(\Delta x, \Delta y)|^2$ для випадків спостереження точкового джерела випромінювання.

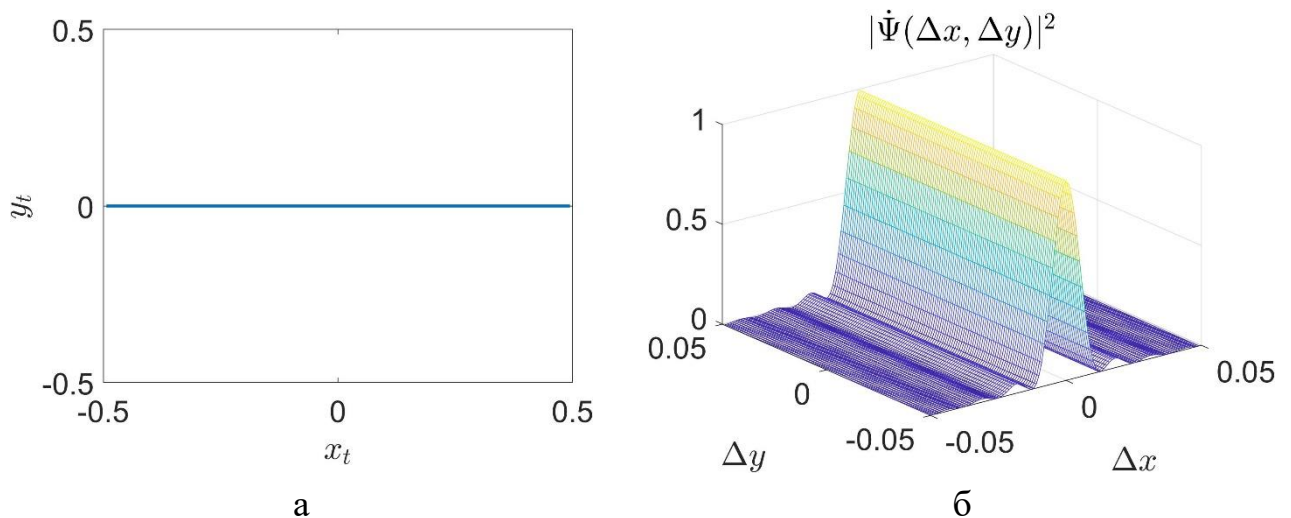


Рисунок 4.2 – Траєкторія руху сканера (а) та відповідна функція невизначеності (б) для лінійного руху вздовж координати x

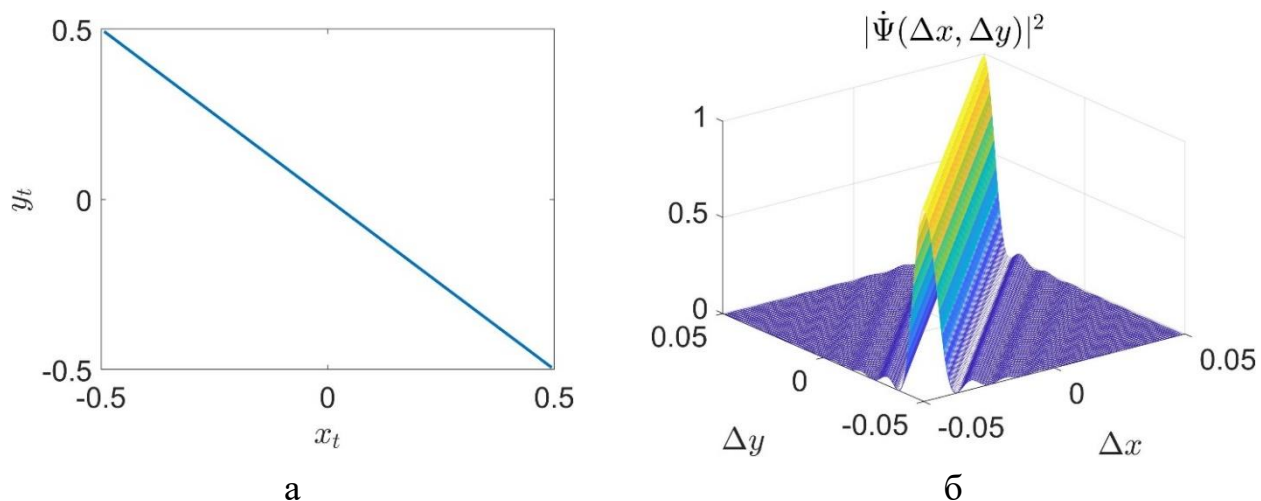


Рисунок 4.3 – Траєкторія руху сканера (а) та відповідна функція невизначеності (б) для лінійного руху за діагоналлю

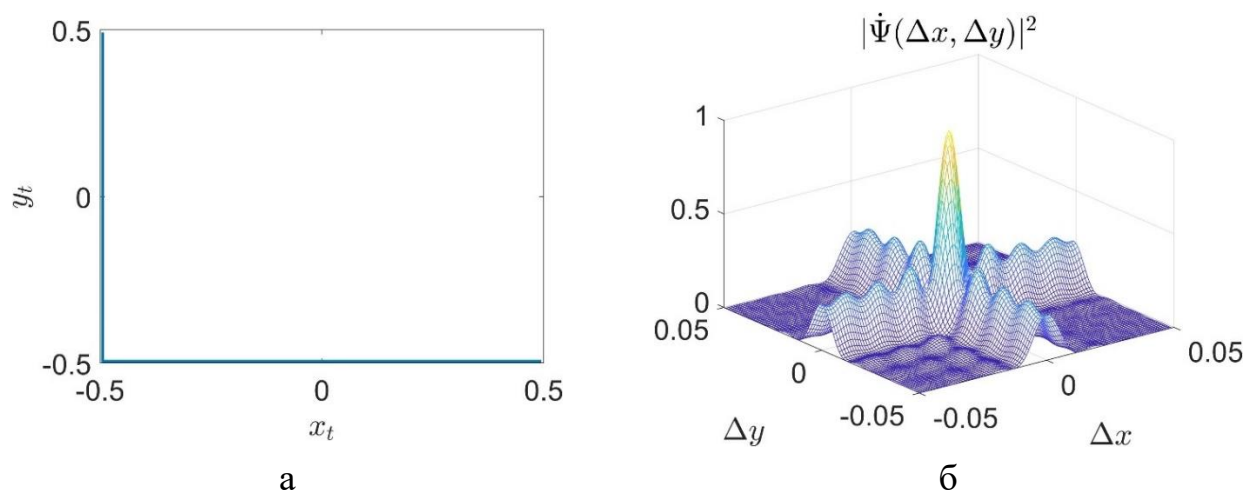


Рисунок 4.4 – Траєкторія руху сканера (а) та відповідна функція невизначеності (б) для руху за L-подібною траєкторією

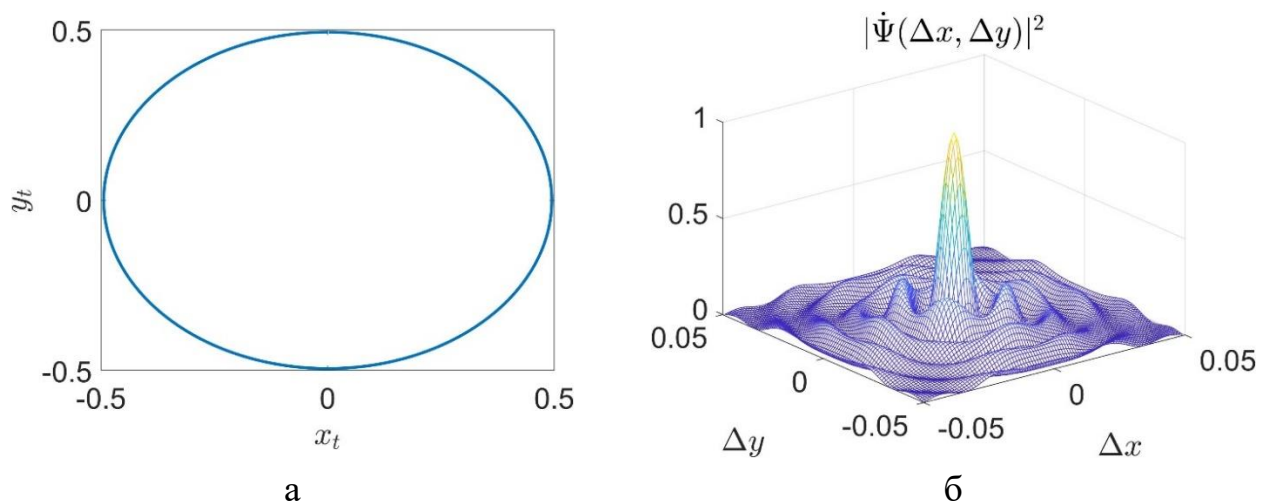


Рисунок 4.5 – Траєкторія руху сканера (а) та відповідна функція невизначеності (б) для руху по колу

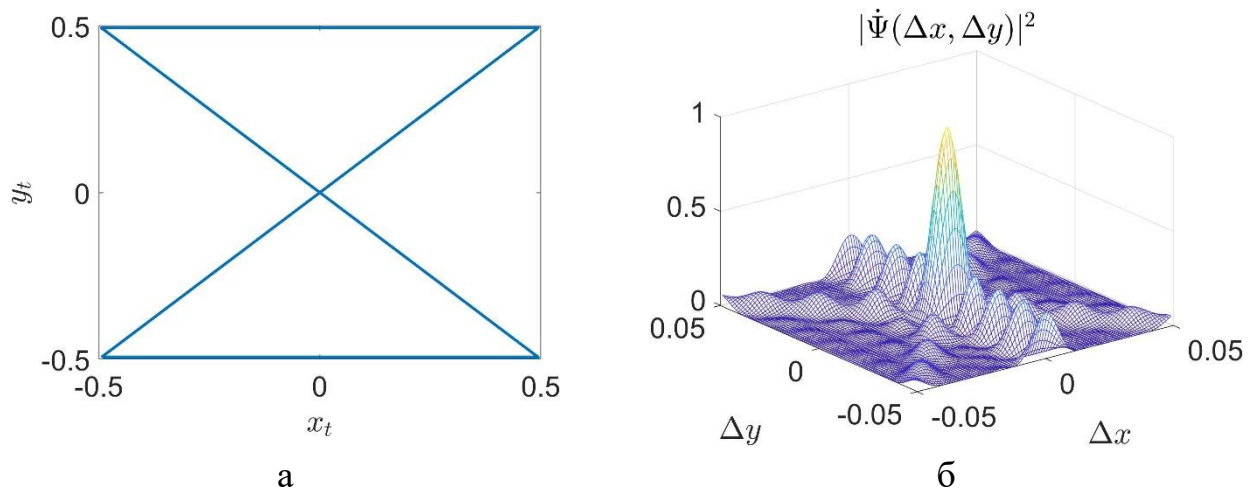


Рисунок 4.6 – Траєкторія руху сканера (а) та відповідна функція невизначеності (б) для руху типу «пісковий годинник»

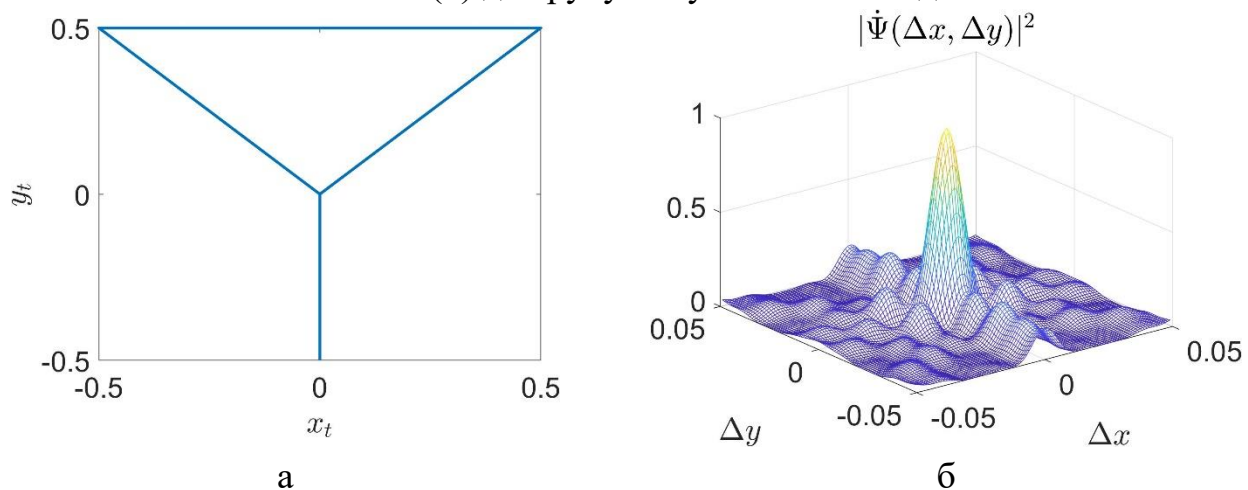


Рисунок 4.7 – Траєкторія руху сканера (а) та відповідна функція невизначеності (б) для руху за Y-подібною траєкторією

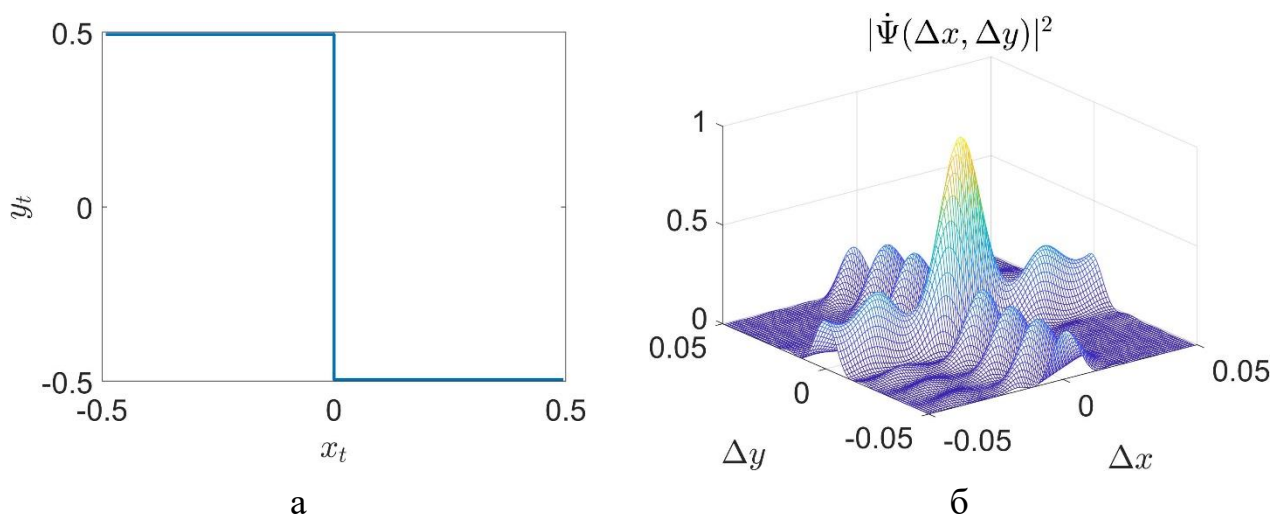


Рисунок 4.8 – Траєкторія руху сканера (а) та відповідна функція невизначеності (б) для руху за Z-подібною траєкторією

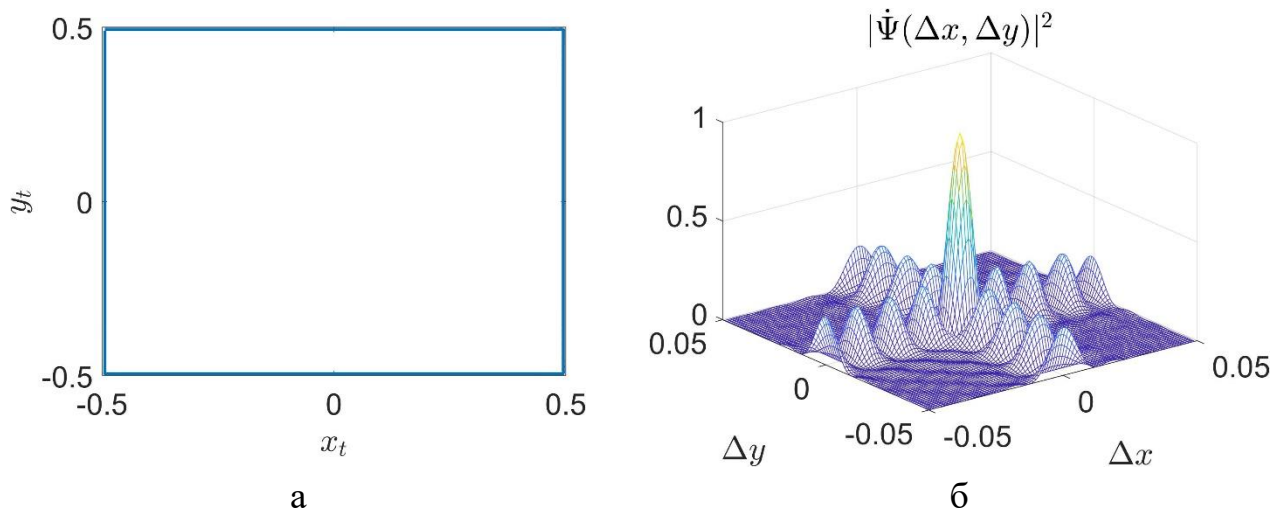


Рисунок 4.9 – Траєкторія руху сканера (а) та відповідна функція невизначеності (б) для руху типу «квадрат»

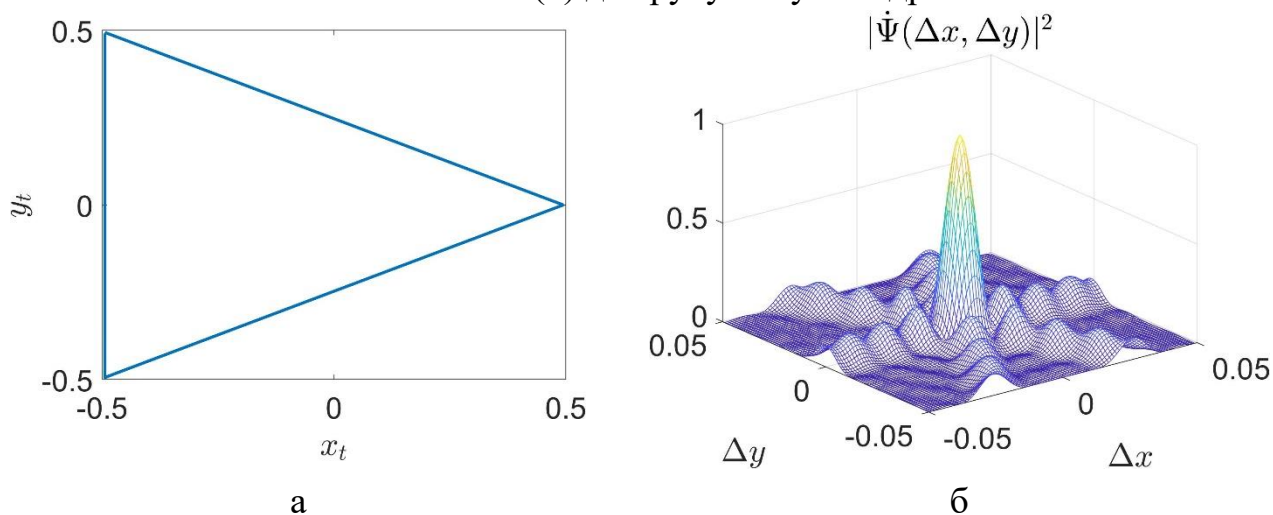


Рисунок 4.10 – Траєкторія руху сканера (а) та відповідна функція невизначеності (б) для руху типу «рівнобедрений трикутник»

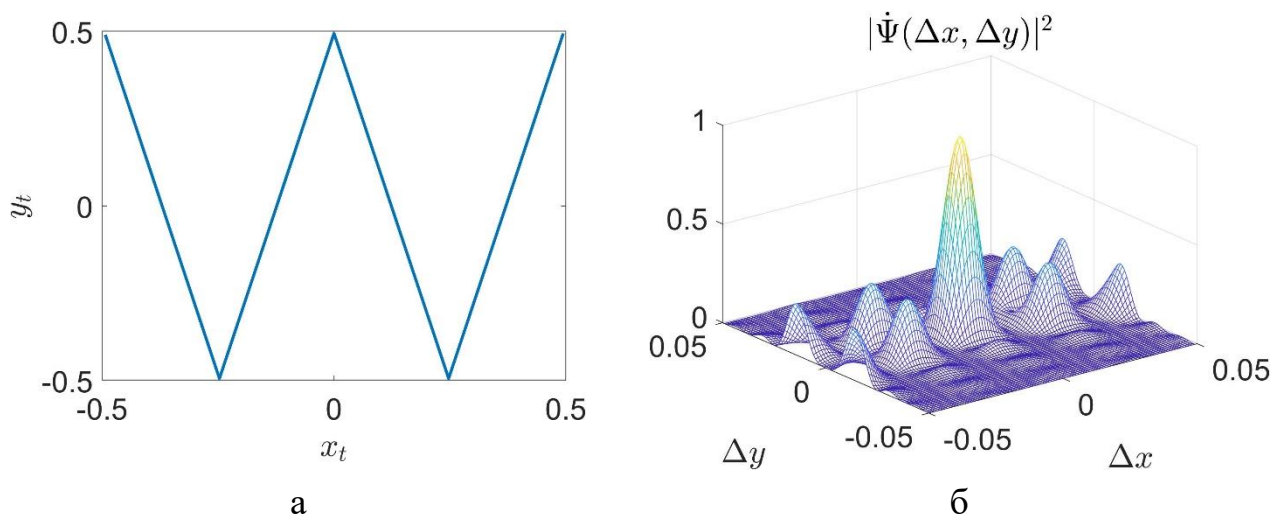
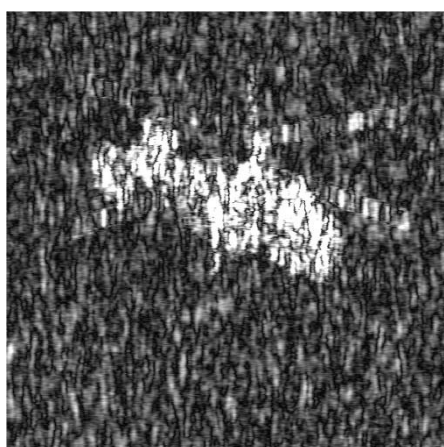


Рисунок 4.11 – Траєкторія руху сканера (а) та відповідна функція невизначеності (б) для руху за W-подібною траєкторією

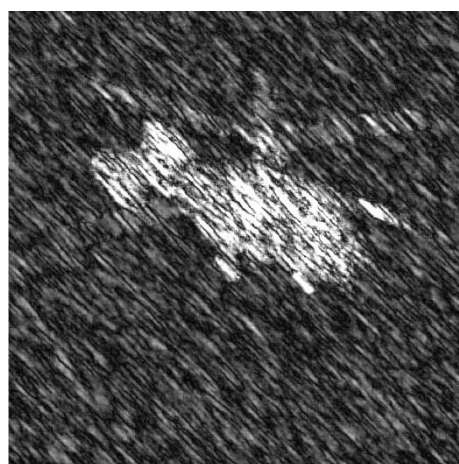
Використовуючи отримані функції невизначеності за моделлю, що представлені на рисунках 4.2–4.11 були сформовані радіолокаційні зображення (рисунок 4.13). Ідеальне радіолокаційне зображення зображене на рисунку 4.12.



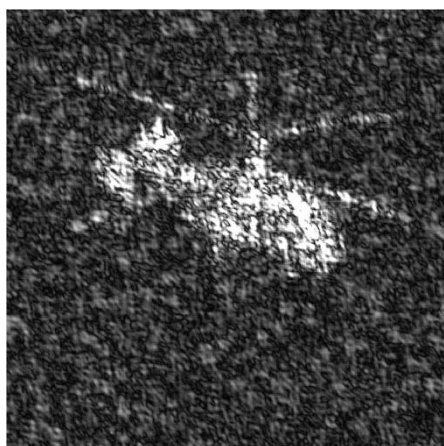
Рисунок 4.12 – Ідеальне радіолокаційне зображення



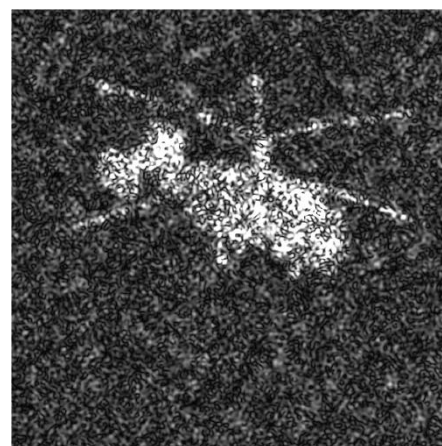
а



б



в

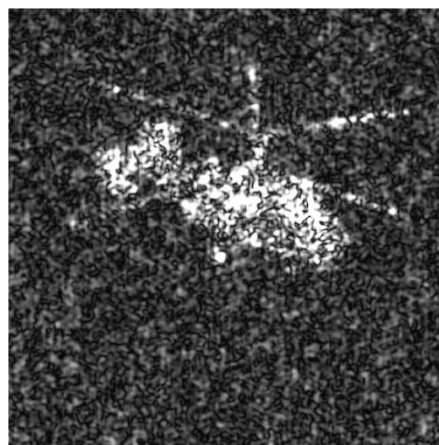


г

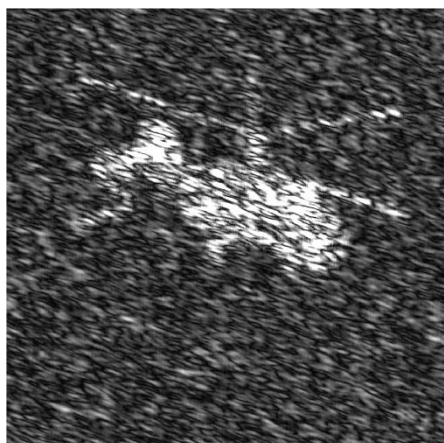
Рисунок 4.13 – Радіолокаційні зображення отриманих для траєкторій руху:
 а – лінійний рух вздовж координати x ; б – лінійний рух за діагоналлю; в – рух за L-подібною траєкторією; г – руху по колу



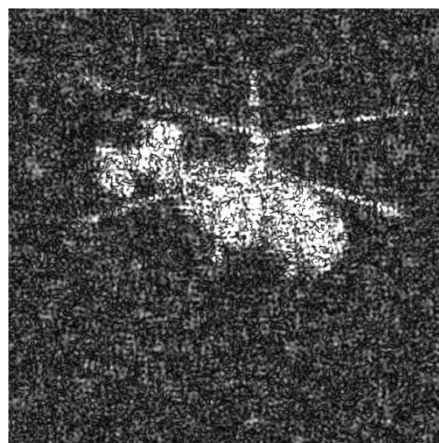
а



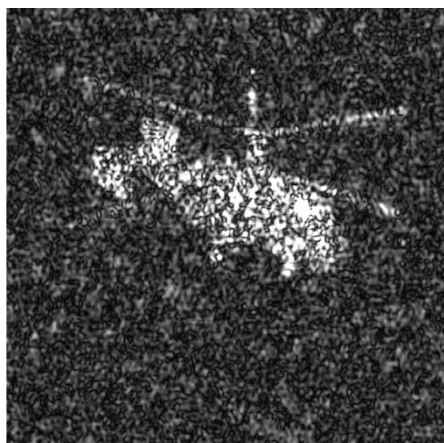
б



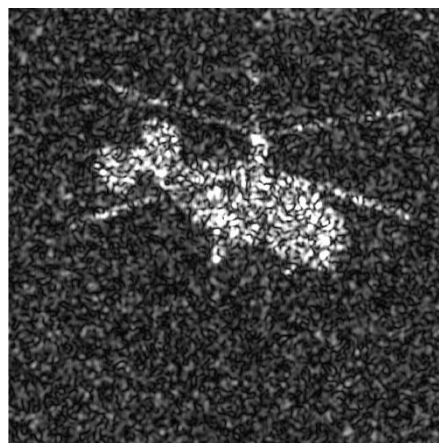
в



г



д



е

Рисунок 4.14 – Радіолокаційні зображення отриманих для траєкторій руху: а – рух типу «пісковий годинник»; б – рух за Y-подібною траєкторією; в – рух за Z-подібною траєкторією; г – рух типу «квадрат»; д – рух типу «рівнобедрений трикутник»; е – рух за W-подібною траєкторією

Результати роботи моделі доцільно проаналізувати порівняльним аналізом відмінності ідеального радіолокаційного зображення від набору тестових

зображень з різними функціями невизначеності. Для цього було обрано наступні еталонні метрики: середньоквадратична похибка (MSE), пікове співвідношення сигнал-шум (PSNR) та індекс структурної подібності (SSIM). Результати обчислень, у вигляді усереднення 500 оцінок, наведено у таблиці 4.1.

Таблиця 4.1 – Результати обчислень точності відновлення зображень

Рисунок	MSE (менше – краще)	pSNR (більше – краще)	SSIM (більше – краще)
Рис. 4.12	0	Inf	1
Рис. 4.13а	0,0368	14,3872	0,2093
Рис. 4.13б	0,0365	14,5750	0,2434
Рис. 4.13в	0,0322	15,1308	0,2422
Рис. 4.13г	0,0292	15,5452	0,2179
Рис. 4.14а	0,0277	15,7229	0,2247
Рис. 4.14б	0,0308	15,3244	0,2796
Рис. 4.14в	0,0345	14,8635	0,2457
Рис. 4.14г	0,0263	15,9909	0,1992
Рис. 4.14д	0,0288	15,5792	0,2479
Рис. 4.14е	0,0295	15,5017	0,2718

Виходячи з отриманих даних, найкращими траєкторіями руху радіосканера серед представлених можна вважати траєкторію руху за квадратом (найкращі показники згідно з MSE та pSNR) та рух за Y-подібною траєкторією (найкращій показник у SSIM). Натомість найгіршим із запропонованих можна вважати лінійний рух вздовж координати x , який, у деякому сенсі, відображає класичне синтезування апертури при строго бічному огляді.

Якщо порівнювати отримані результати для траєкторій відображених на рисунках 4.13, а, та 4.14, г, то можна стверджувати, що зміна траєкторії з лінійного

руху радіосканера вздовж координати x на траєкторію руху по квадрату принесе покращення у відновленні зображення до 12%.

Доцільним є вивчення випадків, коли траєкторія руху не є ідеальною, як це завжди є на практиці, тому що кожна система позиціонування має свій крок зміни просторової координати та своє зрушення. Для цього було обрано траєкторію руху за квадратом, що визначена кращою для ідеального руху, та додано деяку варіацію до неї. Вигляд отриманих траєкторій при варіаціях у 2,5 мм, 5 мм та 7,5 мм показано на рисунках 4.15, а, 4.16, а, та 4.17, а, відповідно. Для кожної з такої траєкторій було отримано функції невизначеності $|\dot{\Psi}(\Delta x, \Delta y)|^2$ для випадків спостереження точкового джерела випромінювання (рисунки 4.15, б, 4.16, б, та 4.17, б, відповідно).

Порівнюючи візуально функцію невизначеності для ідеалізованої траєкторії (рисунок 4.9, б) з отриманими функціями невизначеності можна стверджувати, що при варіації у 2,5 мм зростає рівень бічних пелюсток апаратної функції системи, при варіації у 5 мм рівень бічних пелюсток починає змінюватися стрибкоподібно, а також змінюється їх ширина, а при варіації у 7,5 мм – ефекти викривлення бічних пелюсток, що помічалися у функції невизначеності рисунку 4.16, б, становляться більш вираженими – деякі амплітуди зростають та форма бічних пелюсток стає неоднорідною.

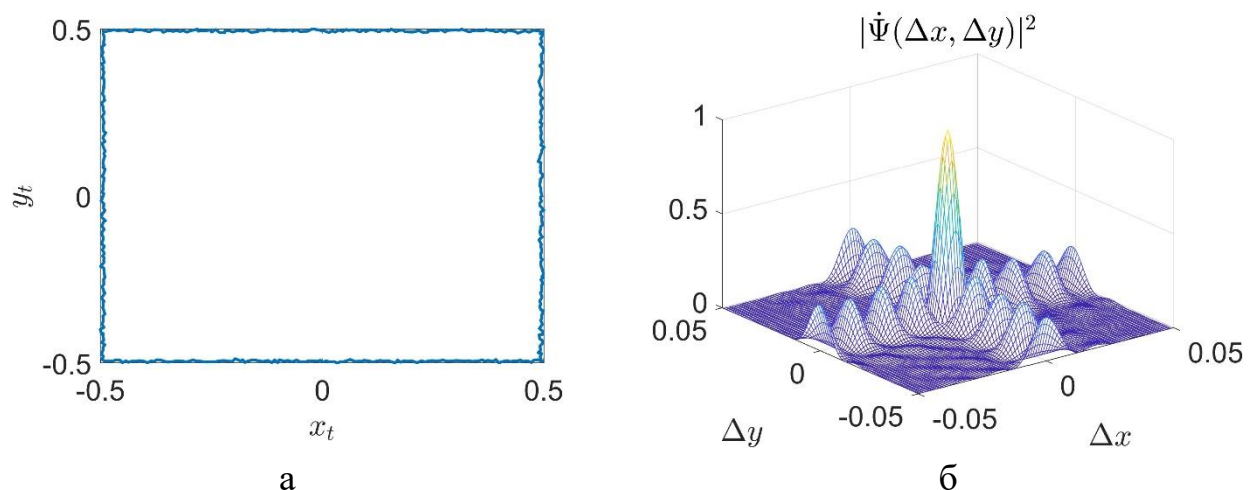


Рисунок 4.15 – Траєкторія руху сканера (а) та відповідна функція невизначеності (б) для руху типу «квадрат» з варіацією у 2,5 мм

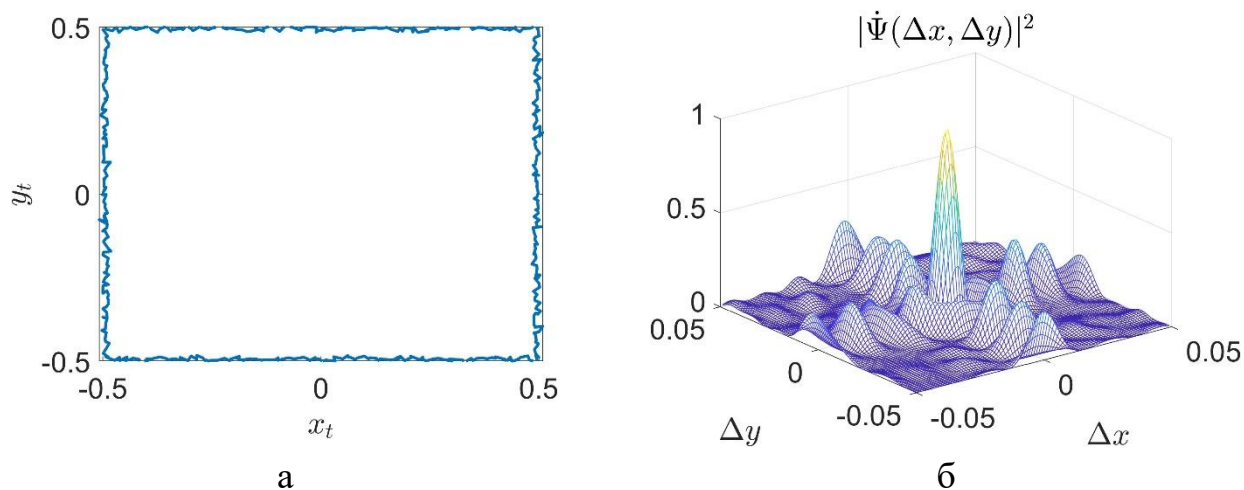


Рисунок 4.16 – Траєкторія руху сканера (а) та відповідна функція невизначеності (б) для руху типу «квадрат» з варіацією у 5 мм

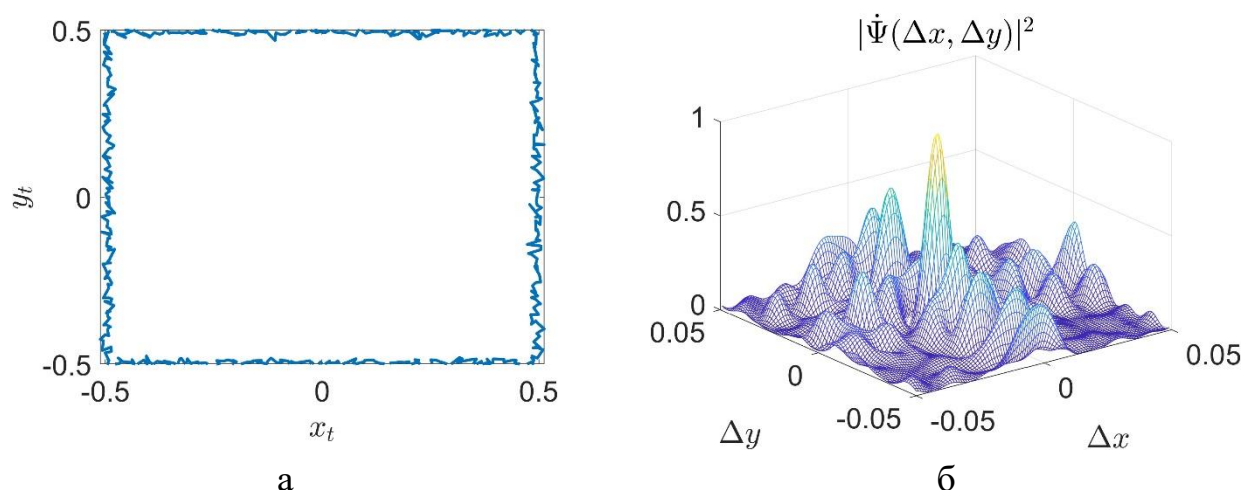


Рисунок 4.17 – Траєкторія руху сканера (а) та відповідна функція невизначеності (б) для руху типу «квадрат» з варіацією у 7,5 мм

На рисунку 4.18 відображено отримані радіолокаційні зображення для досліджуваних траєкторій руху з варіаціями. Якщо візуально порівнювати отримане радіозображення для ідеалізованої траєкторії (рисунок 4.14, г) з отриманими радіолокаційними зображеннями, то можна висловити наступне: чим більше стає варіація траєкторії руху радіосканера, то менш чіткими стають контури моделі гвинтокрила; чим більше стає варіація траєкторії руху, тим більше з'являється плям, які за інтенсивністю можуть бути порівняні з інтенсивністю зображення моделі гвинтокрила, що може призводити до неправильних трактувань наявності додаткових об'єктів на зображенні.

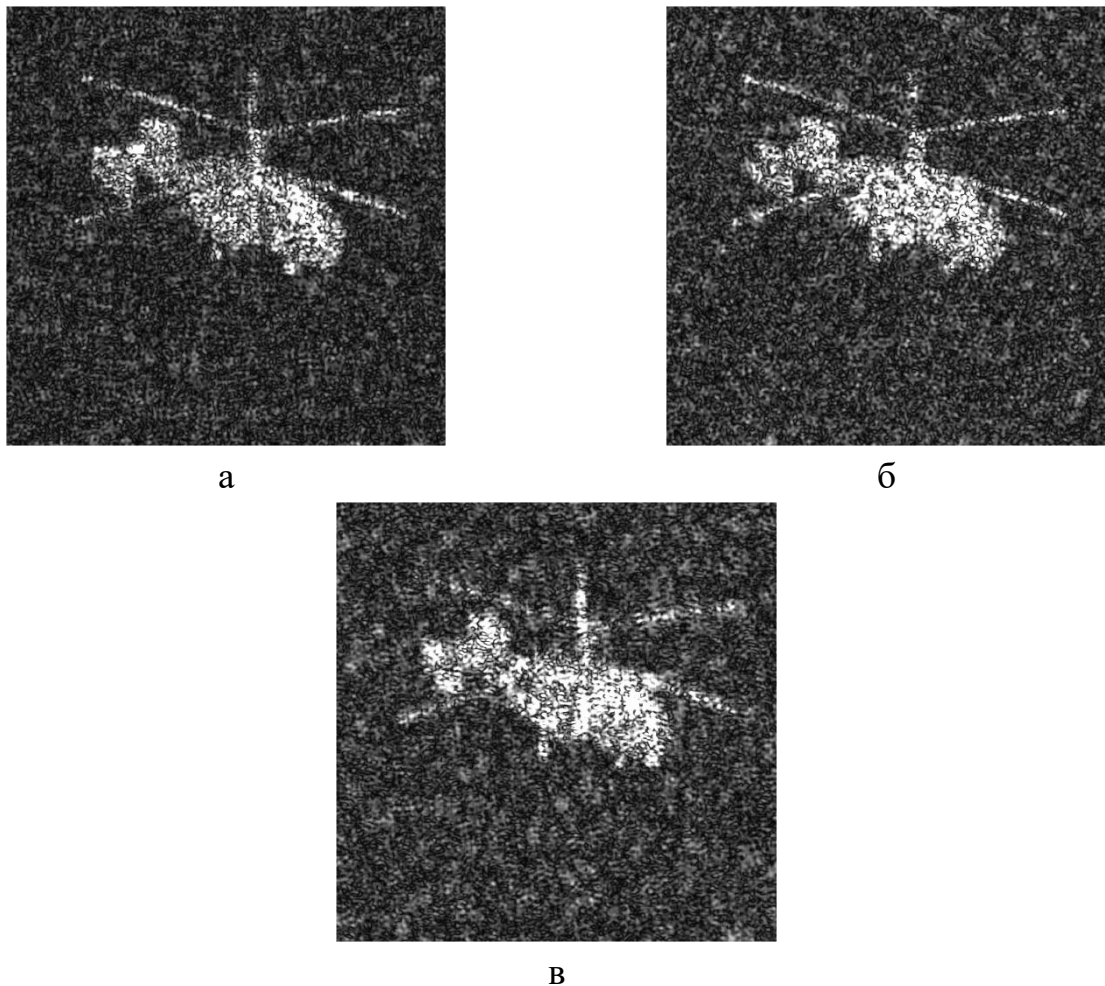


Рисунок 4.18 – Радіолокаційні зображення отримані для траєкторій руху «квадрат» з варіаціями: а – 2,5 мм; б – 5 мм; в – 7,5 мм

Для того, щоб оцінити умовну границю нарощення варіації траєкторії руху радіосканеру, після якої якість отриманого зображення буде різко погіршуватися було проведено розрахунок середньоквадратичної похибки для варіацій від 0,1 мм до 10 мм (значення середньоквадратичної похибки є усередненим 500 вибірок для кожного значення варіації). Залежність значення середньоквадратичної похибки від величини варіації траєкторії руху радіосканера при русі «за квадратом» відображено на рисунку 4.19.

З отриманого графіку видно, що:

1) СКП залишається в межах 0,025 – 0,027 для варіацій не більше ніж 5 мм, з огляду на той факт, що значення СКП було подібним і при ідеалізованій траєкторії руху, то можна сказати, що такі варіації не завдадуть значної шкоди якості отриманому зображенню.

2) Коли варіація зростає до 6,5 мм, то СКП поступово наближається до значення 0,028, що не є значним погіршенням та може бути порівняно з результатом отриманим при русі типу «рівнобедрений трикутник» за такою метрикою.

3) Після того, як значення варіації стає більшим за 6,5 мм стається значне зростання СКП (більше 0,03), а відповідно – погіршення якості отримуваних зображень.

4) При наявності варіації у 10 мм якість радіозображень може бути порівняна з результатом отриманих зображень для найпростішої траєкторії – рух за однією віссю.

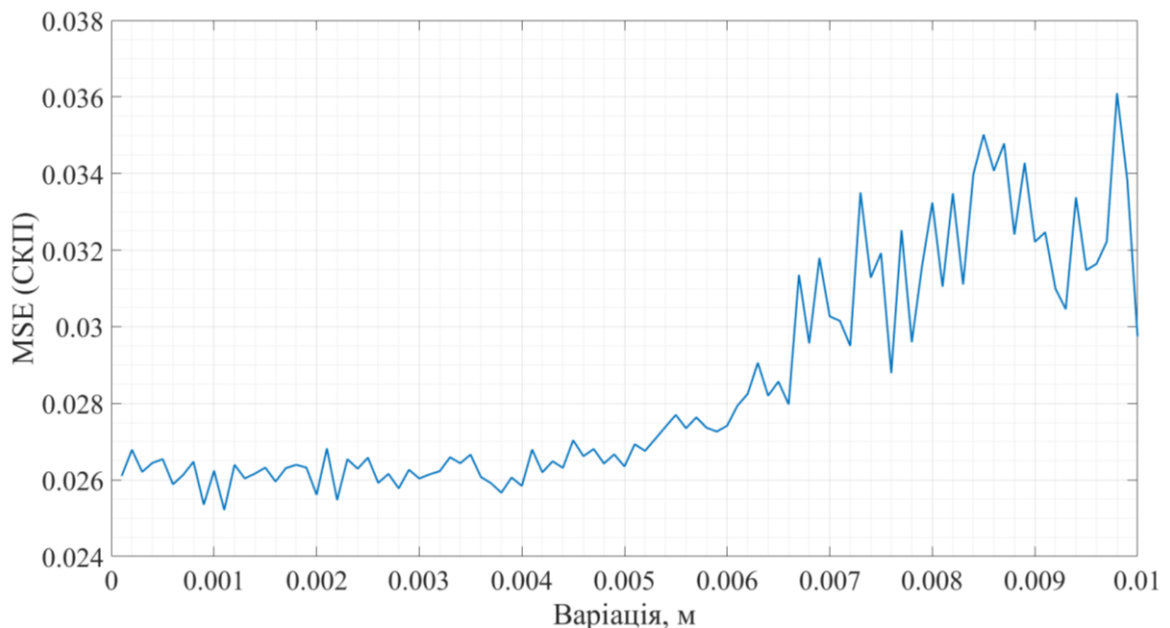


Рисунок 4.19 – значення середньоквадратичної похибки від величини варіації траєкторії руху радіосканера

Виходячи з отриманих результатів, можна зробити висновок, що для отримання радіозображень статичної сцени з розмірами $0,5\text{ м} \times 0,5\text{ м}$ (вони ж є межами руху радіосканера) та висотою зондування у 0,25 м та частотою сигналу 3 ГГц, для найкращого вихідного результату точність руху радіосканера повинна бути не гірше ніж 5 мм. Сучасні верстати з числовим програмним керуванням

мають точність позиціонування у соті міліметрів [109, 110], тож виконання таких обмежень є здійсненим.

Наведений та досліджений у цьому розділі перелік траєкторій руху радіосканера не є вичерпним та може бути розширеним. Але, наявні результати показують загальну працездатність синтезованого алгоритму та його ефективність.

Висновки до розділу

Проведено імітаційне моделювання задля перевірки загальної працездатності отриманого оптимального алгоритму. Промодельовано десять можливих ідеальних траєкторій руху, представлені функції невизначеності для випадку спостереження точкового джерела випромінювання для кожної з траєкторій. Отримано та проаналізовано радіозображення для кожної з траєкторій дослідження. Показано, що для випадку проходження радіовимірювача лише за однією координатою, відсутня роздільна здатність за однією з координат, що підтверджує отримані у розділі 2 математичні виразу. Для аналізу було використано еталонні метрики середньоквадратичної помилки, пікового співвідношення сигнал-шум та індексу структурної подібності. Згідно з ними, найкращою траєкторією радіосканера серед десяти наведених, є траєкторія руху по квадрату.

Додатково було проведено моделювання для траєкторії руху по квадрату з наявністю варіацій, показано погіршення середньоквадратичної похибки отримуваних зображень при збільшенні значення варіації. Визначено необхідну граничну точність руху радіосканера для наведених у розділі умов імітаційного модулювання.

Отримані результати підтверджують загальну працездатність алгоритму та можливість покращення роздільної здатності отримуваних радіозображень за рахунок непрямої траєкторії вимірювача.

ВИСНОВКИ

У дисертації вирішена актуальна наукова задача статистичного синтезу методу та алгоритму формування радіозображень статичних сцен з високою роздільною здатністю та розробки принципів їх практичної реалізації у системах дистанційного зондування та неруйнівного контролю.

1. Актуальність завдання, що вирішується, обґрунтована на основі аналізу існуючих радіолокаційних систем, що реалізують технології синтезування апертури та апертурного синтезу. В таких системах, окрім досягнення високої роздільної здатності, є низка недоліків, які обмежують їх використання задля вирішення наукової задачі. Серед таких недоліків можна відмітити: громіздкість (великі маса та габарити), не мобільність (залежність від орбіт та обертання Землі), неможливість картографувати дуже маленькі ділянки поверхні. Частково ця проблема була вирішена низкою радіотехнічних систем, що можуть формувати зображення досліджуваних ділянок на відносно невеликих відстанях від них. Проте, такі системи заздалегідь побудовані на основі існуючих методів синтезування апертури та використовують суто бічний огляд.

У дисертації запропоновано новий оптимальний метод високоточного відновлення радіолокаційних зображень статичної сцени за умов непрямолінійних траєкторій руху радіовимірювача, названий методом статичного синтезу апертури. Такий метод дозволяє використовувати безперервні немодульовані зондуючі сигнали. На основі оптимального алгоритму обробки прийнятих коливань було розроблено структурну схему радару формування радіозображень поверхонь з технологією статичного синтезу апертури.

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

2.1. Отримали подальшого розвитку математичні моделі опису когерентних та некогерентних радіолокаційних зображень, що формуються в радіолокаційних системах з синтезуванням апертури при довільній траєкторії руху носія. На відміну від існуючих моделей, представлені нові аналітичні вирази з одного боку

ґрунтуються на точній теорії дифракції, теоремах Кірхгофа і Релея-Зоммерфельда, а з іншого – враховують особливості побудови радіозображень в зонах Френеля і Фраунгофера, що дозволяє визначати фізичну сутність формування радіолокаційних зображень при довільній траєкторії руху, змінних кутах візування, заданих розмірах несинтезованих бортових антен, та параметрах електродинамічних моделей підстильної поверхні.

2.2. Вперше отримано метод оптимального формування когерентних радіолокаційних зображень поверхонь з технологією статичного синтезу апертури, який, на відміну від існуючих, дозволяє формувати зображення фіксованої ділянки місцевості з високою роздільною здатністю за дальністю та азимутом за рахунок когерентної просторово-часової обробки безперервних сигналів без модуляції при складних непрямолінійних траєкторіях руху радіолокаційного сенсору.

2.3. Удосконалено принципи побудови радіолокаційних систем формування когерентних зображень поверхонь з рухомих носіїв, запропоновано структурну схему радіотехнічної вимірювальної системи з технологією статичного синтезування апертури, яка відповідає новому синтезованому оптимальному методу високоточного радіобачення фіксованої сцени огляду.

2.4. Отримав подальшого розвитку метод імітаційного моделювання радіолокаційних зображень поверхонь, який враховує умови огляду сцени, траєкторію руху носія радіовимірювача та її випадкову варіацію, алгоритми когерентного оброблення прийнятих траєкторних сигналів та внутрішні шуми системи. Новизною вирізняється методи врахування складних траєкторій руху носія та оброблення безперервних траєкторних сигналів при побудові когерентних радіолокаційних зображень.

3. Практичне значення отриманих результатів полягає у наступному:

3.1. Розроблені алгоритми просторово-часового оброблення сигналів у системах з синтезуванням апертури антени зі складними непрямолінійними траєкторіями руху носія відкривають перспективний напрямок створення нових методів високоточного радіобачення з БПЛА та вертольотів.

3.2. Розроблена структурна схема радару формування радіозображень поверхонь з технологією статичного синтезу апертури є основою для створення перспективних високоточних систем радіобачення з фіксованою сценою огляду, зокрема лабораторних прототипів аерокосмічних радарів дистанційного зондування та радіотехнічних систем неруйнівного контролю.

3.3. Розвинутий метод імітаційного моделювання радіолокаційних зображень дозволить розширити можливості з імітаційного моделювання когерентних систем формування радіозображень заданих поверхонь.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. W. Liu, L. Ma, J. Wang and H. xsChen, "Detection of Multiclass Objects in Optical Remote Sensing Images," in *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 16, no. 5, pp. 791-795, May 2019, doi: 10.1109/LGRS.2018.2882778
2. S. T. Seydi, M. Hasanlou, M. Amani and W. Huang, "Oil Spill Detection Based on Multiscale Multidimensional Residual CNN for Optical Remote Sensing Imagery," in *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, vol. 14, pp. 10941-10952, 2021, doi: 10.1109/JSTARS.2021.3123163
3. R. P. Mied et al., "Airborne Remote Sensing of Surface Velocities in a Tidal River," in *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 56, no. 8, pp. 4559-4567, Aug. 2018, doi: 10.1109/TGRS.2018.2826366.
4. G. O. Marmorino, G. B. Smith and W. D. Miller, "Infrared Remote Sensing of Surf-Zone Eddies," in *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, vol. 6, no. 3, pp. 1710-1718, June 2013, doi: 10.1109/JSTARS.2013.2257695.
5. H. Sun, M. Shimada and F. Xu, "Recent Advances in Synthetic Aperture Radar Remote Sensing—Systems, Data Processing, and Applications," in *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 14, no. 11, pp. 2013-2016, Nov. 2017, doi: 10.1109/LGRS.2017.2747602.
6. F. Dell'Acqua, C. Bignami, M. Chini, G. Lisini, D. A. Polli and S. Stramondo, "Earthquake Damages Rapid Mapping by Satellite Remote Sensing Data: L'Aquila April 6th, 2009 Event," in *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, vol. 4, no. 4, pp. 935-943, Dec. 2011, doi: 10.1109/JSTARS.2011.2162721.
7. X. Jiang, G. Li, Y. Liu, X. -P. Zhang and Y. He, "Change Detection in Heterogeneous Optical and SAR Remote Sensing Images Via Deep Homogeneous Feature Fusion," in *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, vol. 13, pp. 1551-1566, 2020, doi: 10.1109/JSTARS.2020.2983993.

8. Y. Xia, H. Zhang, L. Zhang and Z. Fan, "Cloud Removal of Optical Remote Sensing Imagery with Multitemporal Sar-Optical Data Using X-Mtgan," IGARSS 2019 - 2019 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Yokohama, Japan, 2019, pp. 3396-3399, doi: 10.1109/IGARSS.2019.8899105.

9. Joshi N, Baumann M, Ehammer A, Fensholt R, Grogan K, Hostert P, Jepsen MR, Kuemmerle T, Meyfroidt P, Mitchard ETA, et al. A Review of the Application of Optical and Radar Remote Sensing Data Fusion to Land Use Mapping and Monitoring. *Remote Sensing*. 2016; 8(1):70. <https://doi.org/10.3390/rs8010070>.

10. H. -S. Jung, S. -H. Yun and M. -J. Jo, "An Improvement of Multiple-Aperture SAR Interferometry Performance in the Presence of Complex and Large Line-of-Sight Deformation," in *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, vol. 8, no. 4, pp. 1743-1752, April 2015, doi: 10.1109/JSTARS.2015.2399249.

11. Q. Guo, M. He and A. Li, "High-Resolution Remote-Sensing Image Registration Based on Angle Matching of Edge Point Features," in *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, vol. 11, no. 8, pp. 2881-2895, Aug. 2018, doi: 10.1109/JSTARS.2018.2844295.

12. J. Chen, B. Liang, J. Zhang, D. -G. Yang, Y. Deng and M. Xing, "Efficiency and Robustness Improvement of Airborne SAR Motion Compensation With High Resolution and Wide Swath," in *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 19, pp. 1-5, 2022, Art no. 4004005, doi: 10.1109/LGRS.2020.3031304.

13. B. H. Santosa and F. Marpaung, "Wetlands Delineation with Various Land Covers Using SAR Sentinel-1A Surface Backscatter Ratio," *Jurnal Teknologi Lingkungan*, vol. 23, no. 1, pp. 1-11, 2022. DOI: <https://doi.org/10.29122/jtl.v23i1.5089>.

14. Z. Wang et al., "Multichannel Wideband Synthetic Aperture Radar for Ice Sheet Remote Sensing: Development and the First Deployment in Antarctica," in *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, vol. 9, no. 3, pp. 980-993, March 2016, doi: 10.1109/JSTARS.2015.2403611.

15. J. M. Lopez-Sanchez and J. D. Ballester-Berman, "Potentials of polarimetric SAR interferometry for agriculture monitoring," in *Radio Science*, vol. 44, no. 02, pp. 1-20, April 2009, doi: 10.1029/2008RS004078.

16. K. Takahashi, M. Matsumoto and M. Sato, "Continuous Observation of Natural-Disaster-Affected Areas Using Ground-Based SAR Interferometry," in *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, vol. 6, no. 3, pp. 1286-1294, June 2013, doi: 10.1109/JSTARS.2013.2249497.

17. H. Dou et al., "Analysis and Correction of the Phase and Amplitude Errors for Mirrored Aperture Synthesis," in *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 19, pp. 1-5, 2022, Art no. 8012905, doi: 10.1109/LGRS.2021.3084698.

18. L. Feng et al., "Array Factor Forming for Image Reconstruction of One-Dimensional Nonuniform Aperture Synthesis Radiometers," in *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 13, no. 2, pp. 237-241, Feb. 2016, doi: 10.1109/LGRS.2015.2507623.

19. J. D. Kraus, *Radio Astronomy*. New York, NY, USA: McGraw-Hill, 1966.

20. B. Lovell and J. A. Clegg, *Radio Astronomy*. Oxford: Oxford University Press, 1975.

21. X. Chen, P. -S. Kildal, J. Carlsson and J. Yang, "Comparison of Ergodic Capacities From Wideband MIMO Antenna Measurements in Reverberation Chamber and Anechoic Chamber," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 446-449, 2011, doi: 10.1109/LAWP.2011.2152360.

22. X. Wang and R. Vick, "Determination of radiated emissions of an electrically large EUT: simulation and experiment," in *IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine*, vol. 6, no. 2, pp. 32-35, Second Quarter 2017, doi: 10.1109/MEMC.0.7989988.

23. B. K. Kim, H. -S. Kang and S. -O. Park, "Experimental Analysis of Small Drone Polarimetry Based on Micro-Doppler Signature," in *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 14, no. 10, pp. 1670-1674, Oct. 2017, doi: 10.1109/LGRS.2017.2727824.

24. Song Y, Wang S, Li Q, Mu H, Feng R, Tian T, Tian J. Vehicle Target Detection Method for Wide-Area SAR Images Based on Coarse-Grained Judgment and Fine-Grained Detection. *Remote Sensing*. 2023; 15(13):3242. <https://doi.org/10.3390/rs15133242>.

25. Lin X, Zhang B, Wu F, Wang C, Yang Y, Chen H. SIVED: A SAR Image Dataset for Vehicle Detection Based on Rotatable Bounding Box. *Remote Sensing*. 2023; 15(11):2825. <https://doi.org/10.3390/rs15112825>.

26. F. Amjadipour, M. Imani, and H. Ghassemian, "Morphological and Statistical Filter-Based Multi-Direction Building Detection for SAR Images," *Journal of Applied Research in Electrical Engineering**, vol. 2, no. 2, pp. 145-151, Jul. 2023, doi: 10.22055/jaree.2023.39566.1043.

27. K. B. Cooper, R. J. Dengler, N. Llombart, B. Thomas, G. Chattopadhyay and P. H. Siegel, "THz Imaging Radar for Standoff Personnel Screening," in *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, vol. 1, no. 1, pp. 169-182, Sept. 2011, doi: 10.1109/TTHZ.2011.2159556.

28. D. J. Daniels, "Radar for non destructive testing of materials," *IEE Colloquium on Measurements, Modelling and Imaging for Non-Destructive Testing*, 1991, pp. 9/1-9/3.

29. F. García-Rial et al., "Optimization of a compact THz imaging radar for real-time operation," 2016 Global Symposium on Millimeter Waves (GSMM) & ESA Workshop on Millimetre-Wave Technology and Applications, 2016, pp. 1-4, doi: 10.1109/GSMM.2016.7500299.

30. G. L. Charvat, *Small and Short-Range Radar Systems. Modern and Practical Approaches to Electrical Engineering*, Boca Raton, FL: CRC Press, 2014.

31. G. L. Charvat and L. C. Kempel, "Low-Cost, High Resolution X-Band Laboratory Radar System for Synthetic Aperture Radar Applications," 2006 IEEE International Conference on Electro/Information Technology, East Lansing, MI, USA, 2006, pp. 529-531, doi: 10.1109/EIT.2006.252203.

32. G. L. Charvat, L. C. Kempel, E. J. Rothwell, C. M. Coleman and E. L. Mokole, "A Through-Dielectric Radar Imaging System," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 8, pp. 2594-2603, Aug. 2010, doi: 10.1109/TAP.2010.2050424.

33. G. L. Charvat, L. C. Kempel, E. J. Rothwell, C. M. Coleman and E. L. Mokole, "A Through-Dielectric Ultrawideband (UWB) Switched-Antenna-Array Radar Imaging System," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 11, pp. 5495-5500, Nov. 2012, doi: 10.1109/TAP.2012.2207663.

34. C. A. Wiley, "Synthetic Aperture Radars: A Paradigm for Technology Evolution," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-21, no. 3, pp. 440–443, May 1985.

35. G. Krieger, A. Moreira, H. Fiedler, et al., "TerraSAR-X: A pre-launch status report," presented at EUSAR 2004, Ulm, Germany, May 2004. [Online]. Available: https://www.researchgate.net/publication/225002202_TerraSAR-X_A_pre-launch_status_report

36. M. Suess, S. Riegger, W. Pitz, and R. Werninghaus, "TerraSAR-X - Design and Performance," in *Proc. EUSAR 2002*, Cologne, Germany, Jun. 4-6, 2002.

37. Європейське космічне агентство. TerraSAR-X and TanDEM-X Missions [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://earth.esa.int/eogateway/missions/terrasar-x-and-tandem-x>. – Назва з екрану. – Дата звернення: 03.09.2022.

38. C. Prietzsch, L. Petersen, O. Lang, J. Anderssohn, and D. Weiling, "Site monitoring applications with high-resolution TerraSAR-X data," in *Proc. EUSAR 2014 (10th European Conf. Synthetic Aperture Radar)*, Berlin, Germany, June 3-5, 2014.

39. G. Krieger, A. Moreira, I. Hajnsek, M. Werner, H. Fiedler, E. Settelmeier, "The TanDEM-X Mission Proposal," *Proceedings of the ISPRS Hannover Workshop 2005*, Hannover, Germany, May 17-20, 2005.

40. R. Kahle, H. Runge, J.-S. Ardaens, S. Suchandt, and R. Romeiser, "Formation flying for along-track interferometric oceanography - first in-flight demonstration with TanDEM-X," in *23rd International Symposium on Spaceflight Dynamics*, Pasadena, CA, USA, Oct. 29-Nov. 2, 2012.

41. M. Zink, H. Fiedler, I. Hajnsek, G. Krieger, A. Moreira, and M. Werner, "The TanDEM-X Mission Concept," presented at the Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS), 2008 IEEE International, Boston, MA, USA, 2008, pp. III-5 - III-8.

42. The Future of Radar: Scientific Benefits and Potential of TerraSAR-X and TanDEM-X [Электронный ресурс] // DLR Portal. – 2016. – Режим доступа до ресурсу: https://www.dlr.de/en/latest/news/2016/20161017_the-future-of-radar-scientific-benefits-and-potential-of-terrasar-x-and-tandem-x_19779. – Назва з екрану.

43. D. De Lisle, L. Brûlé, M. Reza Sahebi, B. Hawkins, K. Murnaghan, W. Branson, G. Staples, "Pre-Launch Activities in Preparation for RADARSAT-2," Proceedings of EUSAR 2006, Dresden, Germany, May 16-18, 2006.

44. T. N. A. Hannevik, "RADARSAT-2 new modes," FFI (Norwegian Defence Research Establishment), July 10, 2012. [Online]. Режим доступа до ресурсу: <https://ffi-publikasjoner.archive.knowledgearc.net/bitstream/handle/20.500.12242/934/12-01094.pdf>.

45. A. Luscombe, "Image Quality and Calibration of RADARSAT-2," in Proc. IGARSS (IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium), Cape Town, South Africa, July 12-17, 2009.

46. European Space Agency, "RADARSAT," Earth Online. [Online]. Режим доступа до ресурсу: <https://earth.esa.int/eogateway/missions/radarsat>. [Дата доступу: 10.09.2022].

47. Canadian Space Agency, "RADARSAT Constellation Mission," Jun. 12, 2024. [Online]. Режим доступа до ресурсу: <https://www.asc-csa.gc.ca/eng/satellites/radarsat/>. [Дата доступу: 20.09.2022].

48. D. De Lisle and P. W. Vachon, "From RADARSAT-2 to RADARSAT Constellation Mission data continuity," in Proc. SeaSAR 2012, The 4th International Workshop on Advances in SAR Oceanography, Tromsø, Norway, June 18-22, 2012.

49. "Icy waters of the Canadian North," Canadian Space Agency, Dec. 19, 2019. [Online]. Режим доступа до ресурсу: <https://www.asc-csa.gc.ca/eng/multimedia/search/image/16450>. [Дата доступу: 20.09.2022].

50. "ICEYE Microsatellites Constellation," eoPortal, 26-May-2024. [Online]. Режим доступа до ресурсу: <https://www.eoportal.org/satellite-missions/iceye-constellation>. [Дата доступу: 30.09.2022].

51. ICEYE, "The ICEYE Fleet," ICEYE Product Documentation, [Online]. Режим доступа до ресурсу: <https://sar.iceye.com/5.0/productguide/fleet/>. [Дата доступу: 30.09.2022].

52. "ICEYE-X4," Gunter's Space Page, 2023. [Online]. Режим доступа до ресурсу: https://space.skyrocket.de/doc_sdat/iceye-x4.htm. [Дата доступу: 30.09.2022].

53. ICEYE, "SAR Data Brochure," ICEYE, 2023. [Online]. Режим доступа до ресурсу: https://www.iceye.com/hubfs/Downloadables/SAR_Data_Brochure_ICEYE.pdf. [Режим доступа: 10.10.2022].

54. G. Valentini et al., "COSMO-SkyMed di Seconda generazione system access portfolio," 2016 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS), Beijing, China, 2016, pp. 2062-2065, doi: 10.1109/IGARSS.2016.7729532.

55. D. G. Blumberg, "High Resolution X-band SAR Imagery for precise Agriculture and Crop Monitoring," POLinSAR 2007, 3rd International Workshop on Science and Applications of SAR Polarimetry and Polarimetric Interferometry, ESA/ESRIN, Frascati, Italy, Jan. 22-26, 2007.

56. National Remote Sensing Centre, "RISAT-1 Brochure," NRSC, 2012. [Online]. Режим доступа до ресурсу: https://www.nrsc.gov.in/sites/default/files/pdf/Announcements/RISAT-1_brochure.pdf. [Дата доступу: 01.11.2022].

57. E. Attema, "Title of the Article," ESA Bulletin, no. 131, pp. 10-15, August 2007. [Online]. Режим доступа до ресурсу: https://www.esa.int/esapub/bulletin/bulletin131/bul131a_attema.pdf [Дата доступу: 03.11.2022].

58. D. K. Pandey et al., "Active-Passive Approach for NISAR High Resolution Soil Moisture Products: Retrieval and Accuracy Assessment over Indian Cropland," 2021 IEEE International India Geoscience and Remote Sensing Symposium (InGARSS), Ahmedabad, India, 2021, pp. 281-284, doi: 10.1109/InGARSS51564.2021.9791952.

59. A. S. González, M. Labriola, J. C. Soteras and J. S. Palma, "PAZ instrument design and performance," 2011 3rd International Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar (AP SAR), Seoul, Korea (South), 2011, pp. 1-4.

60. L. Frulla, "L-band SAR SAOCOM Mission and SIASGE System. Some applications," Proceedings of POLinSAR 2003, ESA/ESRIN, Frascati, Italy, Jan. 14-16, 2003.

61. Umbra Lab Inc., "Remote Sensing," Umbra, [Online]. Режим доступа до ресурсу: <https://umbra.space/remote-sensing/>. [Дата доступу: 15.11.2022].

62. Capella Space, "Capella unveils world's highest-resolution commercial SAR imagery," Capella Space, Jun. 13, 2023. [Online]. Режим доступа до ресурсу: <https://www.capellaspace.com/capella-unveils-worlds-highest-resolution-commercial-sar-imagery/>. [Дата доступу: 15.11.2022].

63. P. Whittaker, M. Cohen, D. Hall, R. Bird, and L. Gomes, "NovaSAR – A Novel, Low Cost, Medium Resolution Spaceborne SAR System Development," in Proc. 3rd Workshop Advanced RF Sensors and Remote Sensing Instruments (ARSI), Noordwijk, The Netherlands, Sept. 13-15, 2011.

64. S. Lee, J. Yoon and J. Kim, "KOMPSAT-6 Mission, Operation Concept, and System Design," Proceedings of EUSAR 2016: 11th European Conference on Synthetic Aperture Radar, Hamburg, Germany, 2016, pp. 1-4.

65. Y. Okada et al., "System design of wide swath, high resolution, full polarimetric L-band SAR onboard ALOS-2," 2013 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium - IGARSS, Melbourne, VIC, Australia, 2013, pp. 2408-2411, doi: 10.1109/IGARSS.2013.6723305.

66. "SAR (Synthetic Aperture Radar)-Lupe Constellation," eoPortal, Jun. 14, 2012. [Online]. Режим доступа до ресурсу: <https://www.eoportal.org/satellite-missions/sar-lupe>. [Дата доступу: 16.11.2022].

67. S. E. Marr, C. Snell, and S. Kurtz, Fundamentals of Radio Astronomy: Observational Methods. New York, NY, USA: Routledge, 2021.

68. T. L. Wilson, K. Rohlfs, and S. Huttemeister, Tools of Radio Astronomy, 5th ed. Berlin, Germany: Springer, 2009.

69. W. N. Christiansen, "Radiotelescopes," 2nd ed. Cambridge, U.K.: Cambridge University Press, 1985.

70. A. Richard Thompson, James M. Moran, and George W. Swenson, Jr., "Interferometry and Synthesis in Radio Astronomy," 3rd ed., Astronomy and Astrophysics Library. New York: Springer, 2017.

71. "Very Large Array," National Radio Astronomy Observatory. [Online]. Режим доступа до ресурсу: <https://public.nrao.edu/telescopes/vla/>. [Дата доступу: 3.12.2022].

72. G. van Moorsel, "The Very Large Array after the upgrade," 2014 XXXIth URSI General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS), Beijing, China, 2014, pp. 1-3, doi: 10.1109/URSIGASS.2014.6929995.

73. C. Jaramillo Feldman, "The People Behind the Very Large Array," National Radio Astronomy Observatory, Nov. 20, 2023. [Online]. Режим доступа до ресурсу: <https://public.nrao.edu/news/the-people-behind-the-vla/>. [Дата доступу: 3.12.2022].

74. "Hubble Spies Beautiful Nebula," ESA/Hubble, 2017. [Online]. Режим доступа до ресурсу: <https://esahubble.org/images/potw1720b/>. [Дата доступу: 3.12.2022].

75. E. Murphy, "Cosmic Lens Reveals Faint Radio Galaxy," National Radio Astronomy Observatory, Mar. 16, 2021. [Online]. Режим доступа до ресурсу: <https://public.nrao.edu/news/cosmic-lens-reveals-faint-radio-galaxy/>. [Дата доступу: 3.12.2022].

76. N. N. Patra et al., "The expanded Giant Metrewave Radio Telescope," Monthly Notices of the Royal Astronomical Society, vol. 483, no. 3, pp. 3007-3019, Mar. 2019. doi: 10.1093/mnras/sty3266.

77. Epsilon Eridani (Leído 1455 veces). Foro Sondas Espaciales, [Online]. Режим доступа до ресурсу: <https://foro.sondasespaciales.com/index.php?topic=10457.0>. [Дата доступу: 3.12.2022].

78. S. Ananthakrishnan, "The Giant Metrewave Radio Telescope (GMRT): Salient Features and Recent Results," in 29th International Cosmic Ray Conference, Pune, 2005, vol. 10, pp. 125-136.

79. NASA, "Bending the Bridge Between Two Galaxy Clusters," May 11, 2020. [Online]. Режим доступа до ресурсу: <https://www.nasa.gov/image-article/bending-bridge-between-two-galaxy-clusters/>. [Дата доступу: 3.12.2022].

80. "Atacama Large Millimeter/submillimeter Array," National Radio Astronomy Observatory. [Online]. Режим доступа до ресурсу: <https://public.nrao.edu/telescopes/alma/>. [Дата доступу: 10.12.2022].

81. A. Wootten and A. R. Thompson, "The Atacama Large Millimeter/Submillimeter Array," in Proceedings of the IEEE, vol. 97, no. 8, pp. 1463-1471, Aug. 2009, doi: 10.1109/JPROC.2009.2020572.

82. ESA/Hubble. "NASA/ESA Hubble Space Telescope captures a hidden galaxy in Virgo." ESA/Hubble, 2006. [Online]. Режим доступа до ресурсу: <https://esahubble.org/images/heic0615a/>. [Дата доступу: 10.12.2022].

83. "ALMA image of the protoplanetary disc around HL Tauri," ESO, 2014. [Online]. Режим доступа до ресурсу: <https://www.eso.org/public/images/eso1436a/>. [Дата доступу: 10.12.2022].

84. E. de Blok, B. Frank, A. Bouchard, and M. de Villiers, "Outline of a MeerKAT configuration," presented at the UCT, Cape Town, South Africa.

85. South African Radio Astronomy Observatory, "MeerKAT Radio Telescope Gallery," SARAo, [Online]. Режим доступа до ресурсу: <https://www.sarao.ac.za/gallery/meerkat/#2018>. [Дата доступу: 10.12.2022].

86. R. S. Booth, W. J. G. de Blok, J. L. Jonas, and B. Fanaroff, "An open invitation to the Astronomical Community to propose Key Project Science with the South African Square Kilometre Array Precursor MeerKAT," arXiv, Oct. 2009. [Online]. Режим доступа до ресурсу: <https://arxiv.org/abs/0910.2935>.

87. "Telescopes," SKA Observatory. [Online]. Режим доступа до ресурсу: <https://www.skao.int/en/explore/telescopes>. [Дата доступу: 10.12.2022].

88. "Large Meerkat data release reveals beautiful new cosmic puzzles," Space in Africa, Nov. 15, 2021. [Online]. Режим доступа до ресурсу: <https://spaceinafrica.com/2021/11/15/large-meerkat-data-release-reveals-beautiful-new-cosmic-puzzles/>. [Дата доступу: 10.12.2022].

89. T. An, Y. Cui, Z. Paragi, S. Frey, L. I. Gurvits and K. É. Gabányi, "VLBI observations of flared optical quasar CGRaBS J0809+5341," in *Publications of the Astronomical Society of Japan*, vol. 68, no. 5, pp. 77-77, Oct. 2016, doi: 10.1093/pasj/psw067.

90. D. A. Mitchell et al., "Real-Time Calibration of the Murchison Widefield Array," in *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 2, no. 5, pp. 707-717, Oct. 2008, doi: 10.1109/JSTSP.2008.2005327.

91. W. E. Wilson et al., "The Australia Telescope Compact Array Broad-band Backend: description and first results," in *Monthly Notices of the Royal Astronomical Society*, vol. 416, no. 2, pp. 832-856, Sept. 2011, doi: 10.1111/j.1365-2966.2011.19054.x.

92. Simon T. Garrington, B. Anderson, C. Baines, J. A. Battilana, Mike N. Bentley, D. Brown, P. Burgess, Philip J. Diamond, G. J. Kitching, Roshene McCool, T. W.B. Muxlow, R. G. Noble, Neil Roddis, R. E. Spencer, P. Thomasson, "e-MERLIN," *Proc. SPIE* 5489, Ground-based Telescopes, (28 September 2004); <https://doi.org/10.1117/12.553235>.

93. D. G. Nair, A. P. Lobanov, T. P. Krichbaum, E. Ros and J. A. Zensus, "Global Millimeter VLBI Array Survey of Ultracompact Extragalactic Radio Sources at 86 GHz," 2019 URSI Asia-Pacific Radio Science Conference (AP-RASC), New Delhi, India, 2019, pp. 1-2, doi: 10.23919/URSIAP-RASC.2019.8738371.

94. A. Hirota et al., "Wide-field 12CO ($J = 1-0$) imaging of the nearby barred galaxy M 83 with NMA and Nobeyama 45 m telescope: Molecular gas kinematics and star formation along the bar," in *Publications of the Astronomical Society of Japan*, vol. 66, no. 2, pp. 46-46, April 2014, doi: 10.1093/pasj/psu006.

95. Ying-Xi Zuo et al, "Upgrade Procedure for the Delingha 13.7-m Telescope", 2004 *Chin. J. Astron. Astrophys.* 4 390. Doi: 10.1088/1009-9271/4/4/390.

96. D. C.-J. Bock, A. D. Bolatto, D. W. Hawkins, A. J. Kemball, J. W. Lamb, R. L. Plambeck, M. W. Pound, S. L. Scott, D. P. Woody, M. C. H. Wright, "First results from CARMA: the combined array for research in millimeter-wave astronomy," *Proc.*

SPIE 6267, Ground-based and Airborne Telescopes, 626713 (11 July 2006); <https://doi.org/10.1117/12.674051>.

97. R. Blundell, "The Submillimeter Array," 2007 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium, Honolulu, HI, USA, 2007, pp. 1857-1860, doi: 10.1109/MWSYM.2007.380132.

98. H.S. Sawant et al. "Brazilian Decimetric Array", *Advances in Space Research*, Volume 25, Issue 9, 2000, Pages 1809-1812. DOI: 10.1016/S0273-1177(99)00591-8.

99. Thomas Essinger-Hileman et al., "CLASS: the cosmology large angular scale surveyor," *Proc. SPIE 9153, Millimeter, Submillimeter, and Far-Infrared Detectors and Instrumentation for Astronomy VII*, 91531I (23 July 2014); <https://doi.org/10.1117/12.2056701>.

100. H. Hirabayashi et al., "The VLBI Space Observatory Programme and the Radio-Astronomical Satellite HALCA," in *Publications of the Astronomical Society of Japan*, vol. 52, no. 6, pp. 955-965, Dec. 2000, doi: 10.1093/pasj/52.6.955.

101. Japan Aerospace Exploration Agency, "Japan's History of Space Development," [Online]. Режим доступа до ресурсу: https://www.isas.jaxa.jp/j/japan_s_history/picture/08.shtml. [Дата доступу: 15.12.2022].

102. M. L. Lister, "A survey of active galactic nuclei jets with the RadioAstron space VLBI mission," 2014 United States National Committee of URSI National Radio Science Meeting (USNC-URSI NRSM), Boulder, CO, USA, 2014, pp. 1-1, doi: 10.1109/USNC-URSI-NRSM.2014.6928128.

103. Волосюк В. И., Кравченко В. Ф. Статистическая теория радиотехнических систем дистанционного зондирования и радиолокации. — М.: Физматлит, 2008. — 704 с.

104. Goodman, J. W. *Introduction to Fourier Optics* / J. W. Goodman. — 3rd ed. — New York: Roberts & Company Publishers, 2004. — 491 p.

105. Born M., Wolf E. *Principles of Optics: Electromagnetic Theory of Propagation, Interference and Diffraction of Light*. — 7th ed. — Cambridge: Cambridge University Press, 1999. — 952 p.

106. Sommerfeld, A. Optics: Lectures on theoretical physics / Arnold Sommerfeld. – New York: Academic Press, 1954. – 579 p. – (Series: Lectures on Theoretical Physics).

107. V. K. Volosyuk, S. S. Zhila, and D. V. Kolesnikov, "Phenomenological description of coherent radar images based on the concepts of the measure of set and stochastic integral," Telecommunications and Radio Engineering, vol. 78, no. 1, pp. 19-30, 2019. DOI: 10.1615/telecomradeng.v78.i1.30

108. Volosyuk, V., Zhyla, S., Pavlikov, V., Vlasenko, D., Kosharskiy, V., Kolesnikov, D., Inkarbaeva, O., & Nezhalskaya, K. (2021). Optimal radar cross section estimation in synthetic aperture radar with planar antenna array. Radioelectronic and Computer Systems, 0(1), 50-59. doi:<https://doi.org/10.32620/reks.2021.1.04>.

109. "GRIF 4060," CNC Machines Ukraine. [Online]. Режим доступу до ресурсу: <https://cncmachines.com.ua/uk/product/grif-4060/>. [Дата доступу: 12.12.2023].

110. Vector CNC, "1210L," 2024. [Online]. Режим доступу до ресурсу: <https://vector-cnc.com.ua/1210l>. [Дата доступу: 12.12.2023].

ДОДАТОК А

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

АКТ

про впровадження результатів наукового дослідження аспіранта
 кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем
КОЛЕСНИКОВА Дениса Вікторовича
 на здобуття наукового ступеня доктора філософії
 за спеціальністю 172 Телекомунікації та радіотехніка

Комісія у складі:

голови – завідувача кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем д.т.н.,
 доцента Семена ЖИЛИ
 членів комісії – г.н.с., д.т.н., професора Миколи РУЖЕНЦЕВА
 д.т.н., доцента Анатолія ПОПОВА
 д.т.н., професора Валерія ВОЛОСЮКА

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


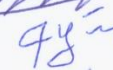


- евристичний метод формування високоточних синтезованих зображень у просторово-розподілених і багатооглядових системах радіобачення;
- оптимальний алгоритм відновлення питомої ефективної поверхні розсіювання за результатами прийнятих коливань у системах з синтезом апертури антени;
- розроблена структура радару формування радіозображень поверхні з технологією статичного синтезу апертури;
- імітаційні моделі радіолокаційних зображень поверхонь системами з технологією статичного синтезу апертури за різними траєкторіями руху сканера;

були впроваджені у навчальному процесі кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем у вигляді практичного та теоретичного матеріалу у навчальних дисциплінах: «Статистична теорія радіотехнічних систем», «Інформаційно-вимірювальні радіотехнічні системи», «Математичні методи моделювання і оптимальних рішень», «Формування та обробка зображень у оптичних та радіолокаційних системах».

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:

Члени комісії:

 Семен ЖИЛА
 Микола РУЖЕНЦЕВ
 Анатолій ПОПОВ
 Валерій ВОЛОСЮК