МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Національний аерокосмічний університет ім. М.Є. Жуковського
«Харківський авіаційний інститут»

Факультет радіоелектроніки,комп'ютерних систем та інфокомунікацій

Кафедра аерокосмічних радіоелектронних систем

Пояснювальна записка до дипломної роботи

(тип кваліфікаційної роботи)

Магістра
(освітнійступінь)

на тему «Активний апертурний синтез зображень з використанням стохастичних сигналів»

ХАІ. 501.566м.172.1605210 ПЗ

Виконав: студент (ка) 6 курсу групи № 566 М
Спеціальність 172 «Телекомунікації та радіотехніка»
(код та найменування)
Освітня програма «Радіоелектронні пристрої, системи та комплекси»
(найменування)
Шипідченко С.В.
(прізвище та ініціали студента (ки))
Керівник: Волосюк В.К.
(прізвище та ініціали)
Рецензент: Костенко П.Ю.
(прізвище та ініціали)

Харків – 2020

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

Факультет радіоелектроніки,комп'ютерних систем та інфокомунікацій

Кафедра аерокосмічних радіоелектронних систем

Рівень вищої освіти другий (магістерський)

Спеціальність 172 «Телекомунікації та радіотехніка»
(код і найменування)

Освітня програма Радіоелектронні пристрої, системи та комплекси
(найменування)

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри
Жила С.С.
(підпис) (ініціали та прізвище)
«___» _____ 20____ р.

З А В Д А Н Н Я
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Шипідченко Сергій Віталійович
(прізвище, ім'я та по батькові)

1. Тема кваліфікаційної роботи Активний апертурний синтез зображень з використанням стохастичних сигналів

керівник кваліфікаційної роботи Волосюк В. К. д.т.н., професор
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом Університету №1706-уч від «19» жовтня 2020 року.

2. Термін подання студентом кваліфікаційної роботи 14 грудня 2020 р

3. Вихідні дані до роботи виконати моделювання V-перетворень для НШС сигналу, моделі випадкових полів, принцип активного апертурного синтезу

4. Зміст пояснювальної записки (перелік завдань, які потрібно розв'язати)
1 Теоритичні засади використання активного апертурного синтезу в сучасних системах з різноманітними видами огляду. 2 Алгоритм формування зображень у надширокосмугових радіолокаційних системах активного апертурного синтезу з використанням стохастичних зондуючих сигналів. 3 Моделювання V-перетворення для випадкових полів. 4 Економічний розділ

5. Перелік графічного матеріалу

6. Консультанти розділів кваліфікаційної роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Основний	Волосюк В. К., проф. каф. 501		
Додатковий	Волосюк В. К., проф. каф. 501		
Економічна частина	Хлівна І. В. професор к. 601		

Нормоконтроль _____ _____Бей О. І._ «____» _____20___ р.
(підпис) (ініціали та прізвище)

7. Дата видачі завдання «19» жовтня 2020 р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ п/п	Назва етапів кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів кваліфікаційної роботи	Примітка
1	З'ясування актуальності використання стохастичних сигналів. Огляд існуючих методів.		
2	Вивчення основних математичних співвідношень, що пояснюють принцип апертурного синтезу.		
3	Постановка та вирішення задачі активного апертурного синтезу зображень з використанням стохастичних сигналів.		
4	Проведення імітаційного моделювання.		
5	Підрахунок собівартості проекту.		

Студент _____ Шипідченко С.В.
(підпис) (ініціали та прізвище)

Керівник кваліфікаційної роботи _____ Волосюк В. К.
(підпис) (ініціали та прізвище)

РЕФЕРАТ

Дипломна робота: 90 с., 32 рис., 9 табл., 10 джерел.

Об'єкт дослідження – сигнали в радіолокаторах активного апертурного синтезу.

Предмет дослідження – алгоритми статистичного синтезу апертури антен.

Мета роботи – підвищення роздільної здатності радіолокаційних зображень місцевості при дистанційному зондуванні з аерокосмічних носіїв.

Методи дослідження – методи математичної статистики, теорії рішень оптимізаційних задач і комп'ютерного моделювання.

У роботі розглянуті існуючі види огляду в РЛС з синтезуванням апертури антени. Показано, що в існуючих системах сформувалося протиріччя між роздільною здатністю радіолокатора і швидкістю формування зображень місцевості.

Показано узагальнення теорем Хинчина-Вінера і Ван Циттерта-Церніке для просторового аналізу кореляційно-енергетичних характеристик надширокосмугового просторово-часового випадкового процесу.

Визначено, що середня потужність відбитого від протяжного об'єкта надширокосмугового стохастичного сигналу у вигляді функції кутових координат, що представляє його радіолокаційне зображення, визначається інтегралом другої похідної просторово-часової кореляційної функції поля в області його спостереження для тих моментів часу, які відповідають запізнюванням плоского фронту падаючого поля на площину його спостереження. Проведено імітаційне моделювання, для підтвердження отриманих співвідношень.

АКТИВНИЙ АПЕРТУРНИЙ СИНТЕЗ АНТЕНИ, СТОХАСТИЧНИЙ СИГНАЛ, НАДШИРОКОСМУГОВИЙ ПРОЦЕС, ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ.

THE ABSTRACT

Master's degree work: 90 p., 32 fig., 9 tabl., 10 sources.

Object of research — signal processing in radars of active aperture synthesis.

The subject of research are algorithms of statistical synthesis of antenna apertures.

Research purpose is to increase the resolution of radar images of the area by remote sensing from aerospace media.

Research methods — methods of mathematical statistics, theory of solutions of optimization problems and computer modeling.

Work considers the existing types of inspection in the radar with the synthesis of the antenna aperture. It is shown that in the existing systems there is a contradiction between the resolution of the radar and the speed of formation of images of the area.

The generalization of the Hinchin-Wiener and Van Zittert-Zernike theorems for the spatial analysis of the correlation-energy characteristics of the ultra-broadband space-time random process is shown.

It is determined that the average power of the ultra-wideband stochastic signal reflected from the extended object in the form of the angular coordinate function representing its radar image is determined by the integral of the second derivative of the space-time correlation function of the field in its observation for those time moments falling field on the plane of its observation. Simulation modeling was performed to confirm the obtained relations.

ACTIVE ANTENNA SYNTHESIS , STOCHASTIC SIGNAL, OVERBROADBAND PROCESS, SIMULATION.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ 7
ВСТУП 9
1 ТЕОРИТИЧНІ ЗАСАДИ ВИКОРИСТАННЯ АКТИВНОГО АПЕРТУРНОГО СИНТЕЗУ В СУЧАСНИХ СИСТЕМАХ З РІЗНОМАНІТНИМИ ВИДАМИ ОГЛЯДУ 11
1.1 Стохастичні (випадкові) процеси 11
1.1.1 Щільності ймовірності випадкових процесів. Моментні функції випадкових процесів 11
1.1.2 Стаціонарні випадкові процеси та властивість ергодичності 13
1.1.3 Взаємна функція кореляції двох випадкових процесів 15
1.1.4 Стаціонарні гаусові випадкові процеси 16
1.2 Види огляду в РЛС 17
1.2.1 Маршрутний режим огляду 17
1.2.2 Широкоохоплюючий режим Скансар 18
1.2.3 Режим TOPS 22
1.2.4 Прожекторний режим огляду 24
1.2.5 Поляриметричні режими радіолокаційної зйомки 25
1.2.6 Інтерферометрична радіолокаційна зйомка 27
1.2.7 Метод подвійного прийому 32
1.3 Надширокосмугові радіолокаційні системи 35
1.4 Апертурний синтез 36
1.5 Фізичні принципи 43
1.6 Діапазони радіохвиль 47
2 АЛГОРИТМ ФОРМУВАННЯ ЗОБРАЖЕНЬ У НАДШИРОКОСМУГОВИХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ АКТИВНОГО АПЕРТУРНОГО СИНТЕЗУ З ВИКОРИСТАННЯМ СТОХАСТИЧНИХ ЗОНДУЮЧИХ СИГНАЛІВ 53
2.1 Постановка задачі 53
2.2 Алгоритмічний опис методів формування зображень за даними прийому і обробки надширокосмугових стохастичних сигналів 59
2.3 Обробка сигналів зареєстрованих ідеалізованою континуальною апертурою з можливістю управління фазою в кожній точці області 63
2.4 Структура практичного алгоритму формування зображення в антенних решітках 68
3 МОДЕЛЮВАННЯ V-ПЕРЕТВОРЕННЯ ДЛЯ ВИПАДКОВИХ ПОЛІВ 74
4 ЕКОНОМІЧНИЙ РОЗДІЛ 82

ВИСНОВОК.....89
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....90

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

A_{ij} – алгебраїчне доповнення;

D_{xant} − горизонтальний розмір антени РЛС, м;

D' – площа області спостереження, м^2;

$F_{p\max}$ – найбільше значення частоти повторення для парціальних зон, Гц;

$G(f)$ – енергетичний спектр випромінюваного сигналу, дБ;

$G\sigma^0\left(\vec{\vartheta}, f\right)$ — енергетична спектральна функція зображення, дБ;

$\dot{I}_0(f, \vec{r}')$ – вихідний ідеалізований АФР;

J – яскравість, Кд/м^2;

I – видність, лм*Вт$^{-1}$;

k_r − коефіцієнт запасу для усунення неоднозначності по дальності;

L_{ak} – довжина синтезованої апертури, м;

$N_{соц.}$ – коефіцієнт соціальних відрахувань, %;

R_p − рекурентна дальність, м;

$|r|$ – визначник матриці;

R_{0k} − похила дальність в k-й парціальної зоні, м;

$\dot{R}_{АФР}\left(f, \Delta\vec{r}', \vec{\vartheta}_k\right)$ — автокореляційна функція АФР;

$\dot{S}_m(t, \vec{r}')$ – комплексна обвідна сигналу, В;

S_E – витрати на електроенергію, грн;

T_j – час роботи j-го обладнання, год;

W_j – споживана потужність j-го обладнання, кВт/год;

$\vec{\vartheta}\vec{r}'$ – скалярний добуток векторів;

$t_{год.\ тар.}$ – годинна тарифна ставка, грн/год;

$t_{ф.\ впр.}$ – фактично відпрацьований час, год;

Z – амплитуда тривимірного поля, Гц;

АФАР – активна фазована антенна решітка;

АР – антена решітка;

АЧХ – амплітудно частотна характеристика;

A – амортизація, грн;

$A_м$ – амортизаційні відрахування по обладнанню, грн;

ДСА – діаграма спрямованості антени;

ДЗ – дистанційне зондування;

$Д_{рд}$ – кількість робочих днів за проектом;

$Д_{рр}$ – кількість робочих днів у році;

$ЗП$ – заробітна плата, грн;

$ЗП_{ОС}$ – основна заробітна плата, грн;

ІВ – інші витрати, грн;

КРЛЗ – космічний радіолокаційне знімок;

КА – космічний апарат;

КМН – квазімонохроматичне наближення;

ЛЧМ – лінійна частотна модуляція;

МВ – матеріальні витрати, грн;

НШС – надширокосмуговий сигнал;

$H_{ам}$ – річна норма амортизації, %;

ОЗ –вартість основних засобів, грн;

ОП – оплата праці, грн;

ОР – оренда приміщення, грн;

ПЧВ – просторово-часова вузькополосність;

ППМ – приймально-передавальний модуль;

РЛС – радіолокаційними станціями;

РЛЗ – радіолокаційне зображення;

РСА – радіолокатор з синтезованою апертурою;

СВП – собівартість проекту, грн;

СВ – соціальні відрахування, грн;

СФЗ – система формування зображення;

СЩКФПК – спектральна щільність комплексної функції просторової когерентності;

$T_{ар}$ – тариф електроенергії, грн;

ФАР – фазована антенна решітка.

ВСТУП

Одним із стратегічних напрямків в розвитку народногосподарських комплексів багатьох країн є космічні дослідження Землі, навколоземного простору, а також планет Сонячної системи. Зокрема, пріоритетним напрямком є створення літакових і супутникових радіотехнічних засобів дистанційного зондування (ДЗ).

Так останнім часом все більша увага приділяється застосуванню радіотехнічних засобів аерокосмічного базування для вирішення завдань моніторингу навколишнього середовища і її екологічного захисту, а саме: розробки засобів контролю стану поверхні Землі і її атмосфери, ступеня їх забрудненості, а також оцінок параметрів і статистичних характеристик, розробки засобів збору і передачі інформації про екологічний стан морів, океанів, сільськогосподарських угідь, льодових покривів Арктики і Антарктики.

У зв'язку з надзвичайною важливістю вирішення цих завдань на сучасному етапі розвитку суспільства принципи побудови таких радіотехнічних засобів і їх функціонування все ширше входять в практику і вимагають від фахівців нових методів математичного моделювання протікають в них фізичних процесів.

В останні роки велика увага приділяється проектам зі створення систем дистанційного зондування на основі використання малих космічних апаратів і мікросупутників.

Рішення поставлених на сучасному етапі проблем зажадало розробки нових математичних моделей і алгоритмів просторово-часової обробки траєкторних сигналів, а також вдосконалення сучасних РСА і радіометрів.

Радіолокаційна зйомка має низку переваг і особливостей порівняно з іншими видовими засобами спостереження оптичними, інфрачервоними датчиками, а саме, можливістю отримання РЛЗ в будь-який час доби і в будь-яку погоду, високою точністю вимірювання координат і геометричних характеристик об'єктів, можливістю спостереження і виявлення об'єктів, невидимих в оптичному або інфрачервоному діапазонах електромагнітного спектра, прихованих з прихованих сніжним або рослинним покривом, а також знаходяться під поверхнею Землі.

Постійно зростаючі вимоги до точності вимірювань та достовірності інтерпретації отриманих даних диктують необхідність пошуку нових методів і рішень, що дозволяють підвищити ефективність і результативність проведених досліджень.

Незважаючи на те, що в області теорії і практики дистанційного зондування досягнуті досить значні результати, все більшої актуальності набувають проблеми, пов’язані з розробкою нових методів і алгоритмів оцінок параметрів і статистичних характеристик поверхонь і навколишньої атмосфери, проблеми, пов'язані з розробкою високоточних структур з високою роздільною здатністю вимірювальних активних, пасивних і комплексних активно-пасивних систем з розширеними функціональними можливостями для вирішення

багатопараметричних задач, проблеми планування експериментів і вибору таких умов їх проведення, які зможуть забезпечити мінімальні або задані похибки вимірювань і достовірність інтерпретації отриманих даних [1].

Найбільше застосування в галузі дистанційного зондування Землі отримали радіолокатори з синтезуванням апертури, а в радіоастрономії – системи з апертурним синтезом. Однак, в даній роботі пропонується використання саме систем з апертурним синтезом для картографування місцевості з використанням стохастичних сигналів.

З написаного вище випливає, що розробка нових систем радіолокації є актуальною з точки зору покращення існуючих показників.

1 ТЕОРИТИЧНІ ЗАСАДИ ВИКОРИСТАННЯ АКТИВНОГО АПЕРТУРНОГО СИНТЕЗУ В СУЧАСНИХ СИСТЕМАХ З РІЗНОМАНІТНИМИ ВИДАМИ ОГЛЯДУ

1.1 Стохастичні (випадкові) процеси

Теорія випадкових величин вивчає імовірнісні явища «в статиці», розглядаючи їх як деякі зафіксовані результати експериментів. Для опису сигналів, які відображають розвиваються в часі випадкові явища, методи класичної теорії ймовірностей виявляються недостатніми. Подібні завдання вивчає спеціальна галузь математики, яка отримала назву *теорії випадкових процесів*.

За визначенням, випадковий процес *X (t)* – це особливий вид функції, що характеризується тим, що в будь-який момент часу *t* прийняті нею значення є випадковими величинами.

Маючи справу з детермінованими сигналами, ми відображаємо їх функціональними залежностями або осцилограмами. Якщо ж мова йде про випадкових процесах, то ситуація виявляється складніше. Фіксуючи на певному проміжку часу миттєві значення випадкового сигналу, одержуємо лише єдину реалізацію випадкового процесу. Випадковий процес являє собою нескінченну сукупність таких реалізацій, що утворюють *статистичний ансамбль*. Наприклад, ансамблем є набір сигналів $\{x_1(t), x_2(t), ...\}$, який можна одночасно спостерігати на виходах абсолютно однакових генераторів шумової напруги.

Зовсім необов'язково, щоб реалізації випадкового процесу представлялися функціями зі складним, нерегулярним в часі поведінкою. Часто доводиться розглядати випадкові процеси, утворені, наприклад, всілякими гармонійними сигналами $U\cos(\omega t + \varphi)$, у яких один з трьох параметрів U, ω, t – випадкова величина, яка приймає певне значення в кожній реалізації. Випадковий характер такого сигналу укладений в неможливості заздалегідь, до досвіду знати значення цього параметра. '

Випадкові процеси, утворені реалізаціями, залежними від кінцевого числа параметрів, прийнято називати *квазідетермінованими випадковими процесами*.

1.1.1 Щільності ймовірності випадкових процесів. Моментні функції випадкових процесів

Нехай *X (t)* – випадковий процес, заданий ансамблем реалізацій, а *t* – деякий довільний момент часу. Фіксуючи величини $\{x_1(t_1), x_2(t_1), \ldots, x_k(t_1), \ldots\}$, одержувані в окремих реалізаціях, здійснюємо одномірний перетин даного випадкового процесу і спостерігаємо випадкову величину $X(t_1)$. Її щільність ймовірності $p(x, t_1)$ називають одновимірної щільністю ймовірності процесу *X(t)* в момент часу t_1. Згідно з визначенням, величина $dP = p(x, t_1)dx$ є

ймовірність того, що реалізації випадкового процесу в момент часу t_1 приймуть значення, що лежать в інтервалі $(x, x+dx)$.

Інформація, яку можна отримати з одновимірної щільності, недостатня для того, щоб судити про характер розвитку реалізацій випадкового процесу в часі. Набагато більше відомостей можна отримати, маючи в своєму розпорядженні двома перетинами випадкового процесу в незбіжні моменти часу t_1 і t_2. Виникає при такому уявному експерименті двовимірна випадкова величина $\{X(t_1), X(t_2)\}$ описується двовимірною щільністю ймовірності $p(x_1, x_2, t_1, t_2)$. Ця характеристика випадкового процесу дозволяє обчислити вірогідність події, що полягає в тому, що реалізація випадкового процесу при $t = t_1$ проходить в малій околиці точки x_1, а при $t = t_2$ – в малій околиці точки x_2.

Природним узагальненням є *n*-мірним перетин випадкового процесу $(n > 2)$, що приводить до *n*-мірною щільності ймовірності $p(x_1, x_2, \ldots, x_n, t_1, t_2, \ldots, t_n)$.

Багатовимірна щільність ймовірності випадкового процесу повинна задовольняти звичайним умовам, що накладаються на щільність ймовірності сукупності випадкових величин . Крім цього, величина $p(x_1, x_2, \ldots, x_n, t_1, t_2, \ldots, t_n)$ не повинна залежати від того, в якому порядку розташовуються її аргументи (умова симетрії).

Іноді замість *n*-мірною щільності ймовірності зручно користуватися *n*-мірною характеристичної функцією, яка пов'язана з відповідною щільністю перетворенням Фур'є:

$$\Theta(\upsilon_1, \upsilon_2, \ldots, \upsilon_n, t_1, t_2, \ldots, t_n) = \int_{-\infty}^{\infty} \ldots \int_{-\infty}^{\infty} p(x_1, x_2, \ldots, x_n, t_1, t_2, \ldots, t_n) \times \\ \times \exp\left[j(\upsilon_1 x_1 + \upsilon_2 x_2 + \ldots + \upsilon_n x_n) \right] dx_1 dx_2 \ldots dx_n. \tag{1.1}$$

Опис властивостей випадкових процесів за допомогою багатовимірних щільності ймовірності високої розмірності може бути вельми докладним. Однак на цьому шляху часто зустрічаються серйозні математичні труднощі.

Менш детальні, але, як правило, цілком задовільні в практичному сенсі характеристики випадкових процесів можна отримати, обчислюючи моменти тих випадкових величин, які спостерігаються в перетинах цих процесів. Оскільки в загальному випадку ці моменти залежать від тимчасових аргументів, вони отримали назву моментних функцій.

Для статистичної радіотехніки найбільше значення мають три моментні функції нижчих порядків, звані математичним очікуванням, дисперсією і функцією кореляції.

Математичне очікування

$$m(t) = \overline{x(t)} = \int_{-\infty}^{\infty} x p(x, t)\, dx, \tag{1.2}$$

є середнє значення процесу $X(t)$ в поточний момент часу *t*; усереднення проводиться по усьому ансамблю реалізацій процесу.

Дисперсія

$$\sigma^2(t) = \overline{\left[x(t) - m(t)\right]^2} = \int_{-\infty}^{\infty} \left[x(t) - m(t)\right]^2 p(x,t)\,dx, \tag{1.3}$$

дозволяє судити про ступінь розкиду миттєвих значень, прийнятих окремими реалізаціями у фіксованому перетині *t*, щодо середнього значення.

Двовимірний центральний момент

$$\begin{aligned} R(t_1,t_2) &= \overline{\left[x(t_1) - m(t_1)\right]\left[x(t_2) - m(t_2)\right]} = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty}\int \left[x(t_1) - m(t_1)\right]\left[x(t_2) - m(t_2)\right] p(x_1,x_2,t_1,t_2)\,dx_1 dx_2, \end{aligned} \tag{1.4}$$

називається функцією кореляції випадкового процесу *X(t)*. Ця моментна функція характеризує ступінь статистичного зв'язку тих випадкових величин, які спостерігаються при $t = t_1$ і $t = t_2$. Порівнюючи формули (1.3), (1.4), зауважимо, що при поєднанні перетинів функція кореляції чисельно дорівнює дисперсії:

$$R(t_1,t_2)\big|_{t_1=t_2=t} = \sigma^2(t). \tag{1.5}$$

1.1.2 Стаціонарні випадкові процеси та властивість ергодичності

Так прийнято називати випадкові процеси, статистичні характеристики яких однакові у всіх перетинах.

Кажуть, що випадковий процес стаціонарен у вузькому сенсі, якщо будь-яка його і-мірна щільність ймовірності інваріантна щодо тимчасового зсуву τ:

$$p(x_1,\ldots,x_n,t_1,\ldots,t_n) = p(x_1,\ldots,x_n,t_1+\tau,\ldots,t_n+\tau). \tag{1.6}$$

Якщо ж обмежити вимоги тим, щоб математичне сподівання *m* і дисперсія σ^2 процесу не залежали від часу, а функція кореляції залежала лише від різниці $\tau = |t_2 - t_1|$, тобто $R(t_1,t_2) = R(\tau)$, то подібний випадковий процес буде стаціонарен в широкому сенсі. Зрозуміло, що з стаціонарності у вузькому сенсі слід стаціонарність в широкому сенсі, але не навпаки.

Як випливає з визначення, функція кореляції стаціонарного випадкового процесу є парною:

$$R(\tau) = R(-\tau). \tag{1.7}$$

Крім того, абсолютні значення цієї функції при будь-яких τ не перевищують її значення при $\tau = 0$:

$$\left|R(\tau)\right| \le R(0) = \sigma^2. \tag{1.8}$$

Метод доказу такий: з очевидної нерівності

$$\overline{\left[\left(x(t)-m\right)-\left(x(t+\tau)-m\right)\right]^2} \ge 0, \tag{1.9}$$

випливає, що

$$\begin{aligned}\overline{\left[x(t)-m\right]^2} - \overline{2\left[x(t)-m\right]\left[x(t+\tau)-m\right]} + \overline{\left[x(t+\tau)-m\right]^2} = \\ = 2\sigma^2 - 2R(\tau) \ge 0,\end{aligned} \tag{1.10}$$

звідки безпосередньо випливає нерівність (1.8).
Часто зручно використовувати нормовану функцію кореляції для якої $r(0) = 1$.

$$r(\tau) = R(\tau)/\sigma^2, \tag{1.11}$$

Стаціонарний випадковий процес називають ергодичним, якщо при знаходженні його моментних функцій усереднення по статистичному ансамблю можна замінити усередненням за часом. Операція усереднення виконується над єдиною реалізацією $x(t)$, тривалість T якої теоретично може бути як завгодно велика. Позначаючи усереднення за часом кутовими дужками, запишемо математичне очікування ергодичного випадкового процесу:

$$m = \left\langle x(t)\right\rangle = \lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_0^T x(t)\,dt, \tag{1.12}$$

що дорівнює постійній складовій обраної реалізації.
Дисперсія подібного процесу

$$\sigma^2 = \left\langle\left[x(t)-m\right]^2\right\rangle = \lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_0^T\left[x(t)-m\right]^2 dt = \left\langle x^2(t)\right\rangle - m^2. \tag{1.13}$$

де $\left\langle x^2\right\rangle$ - середня потужність реалізації, Вт;

m^2 – потужність постійної складової, Вт.

Дисперсія має наочний сенс потужності флуктуаційної складової ергодичного процесу.

Аналогічно знаходять функцію кореляції:

$$R(\tau)=\left\langle\left[x(t)-m\right]\left[x(t+\tau)-m\right]\right\rangle=\left\langle x(t)x(t+\tau)\right\rangle-m^2= \\ =\lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_0^T x(t)x(t+\tau)dt-m^2. \tag{1.14}$$

Достатньою умовою ергодичності випадкового процесу, стаціонарного в широкому сенсі, є прагнення до нуля функції кореляції при необмеженій зростанні тимчасового зсуву τ:

$$\lim_{\tau\to\infty}R(\tau)=0. \tag{1.15}$$

В математиці показано, що ця вимога можна дещо послабити. Виявляється, що випадковий процес ергодичен, якщо виконана умова Слуцького:

$$\lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_0^T R(\tau)d\tau=0. \tag{1.16}$$

Так, рівність (1.16) справедливо стосовно гармонійного процесу з випадковою початковою фазою.

1.1.3 Взаємна функція кореляції двох випадкових процесів

У багатьох випадках становить інтерес питання про те, яка статистичний зв'язок між двома стаціонарними випадковими процесами *X(t)* і *Y(t)*. Прийнято 'вводити взаємні функції кореляції цих процесів за формулами

$$\left.\begin{aligned}R_{xy}(t_1,t_2)&=\overline{\left[x(t_1)-m_x\right]\left[y(t_2)-m_y\right]},\\ R_{yx}(t_1,t_2)&=\overline{\left[y(t_1)-m_y\right]\left[x(t_2)-m_x\right]}.\end{aligned}\right\} \tag{1.17}$$

Випадкові процеси називають стаціонарно пов'язаними, якщо функції $R_{xy}(t_1,t_2)$, $R_{yx}(t_1,t_2)$ залежать не від самих аргументів t_1 і t_2, а лише від різниці $\tau=t_2-t_1$. У цьому випадку, очевидно,

$$R_{xy}(\tau)=R_{yx}(-\tau). \tag{1.18}$$

Припустимо, що випадкові процеси *X(t)* і *Y(t)* статистично незалежні в тому сенсі, що для миттєвих значень $x=x(t)$ і $y_\tau=y(t+\tau)$ незалежно від

величини τ двовимірна спільна щільність ймовірності $p(x, y_\tau) = p_1(x)\, p_2(y_\tau)$. Тоді

$$R_{xy}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} (x - m_x)\, p_1(x)\, dx \int_{-\infty}^{\infty} (y_\tau - m_y)\, p_2(y_\tau)\, dy_\tau = 0, \tag{1.19}$$

тобто з статистичної незалежності випадкових процесів випливає їх некорельованість. Однак в загальному випадку зворотне твердження не справедливо.

1.1.4 Стаціонарні гаусові випадкові процеси

Ці математичні моделі випадкових сигналів широко використовуються в радіотехніці для опису статистичних явищ, обумовлених великим числом незалежних доданків, тобто в умовах застосування центральної граничної теореми. За визначенням, *n*-мірна щільність ймовірності стаціонарного ґавсівського процесу в такий спосіб залежить від $n-1$ часових аргументів $\tau_i = t_i - t_1,\ i = 2,3,\ldots,n$:

$$p(x_1,\ldots,x_n,\tau_1,\ldots,\tau_{n-1}) = \frac{1}{\sigma^n (2\pi)^{n/2} |r|^{1/2}} \times \\ \times \exp\left[-\frac{1}{2|r|\sigma^2} \sum_{i,j=1}^{n} A_{ij} (x_i - m)(x_j - m) \right]. \tag{1.20}$$

де $|r|$ – визначник матриці r;

A_{ij} – алгебраїчне доповнення елементу r_{ij} визначника $|r|$.

Елементи кореляційної матриці цього випадкового процесу визначаються нормованої функцією кореляції $r_{ij} = r(\tau_i - \tau_j)$.

Надалі часто буде використовуватися двовимірна ґавсівська щільність

$$p(x_1, x_2, \tau) = \frac{1}{2\pi\sigma^2 \sqrt{1 - r^2(\tau)}} \times \\ \times \exp\left\{ -\frac{(x_1 - m)^2 - 2r(\tau)(x_1 - m)(x_2 - m) + (x_2 - m)^2}{2\sigma^2 \left[1 - r^2(\tau)\right]} \right\}. \tag{1.21}$$

Стаціонарний ґавсівський процес займає виняткове місце серед інших випадкових процесів – будь-яка його багатовимірна щільність ймовірності визначається двома характеристиками: математичним очікуванням і функцією кореляції [2].

1.2 Види огляду в РЛС

1.2.1 Маршрутний режим огляду

Маршрутний режим огляду, показаний на рисунку 1.1, а – це режим безперервної зйомки протягом тривалого часу, при якому смуга зйомки (зона захоплення) поперек лінії шляху не може перевищити значення, рівного рекурентній дальності, поділеній на синус кута падіння. У маршрутному режимі сучасних РСА положення зони захоплення щодо сліду КА можна задати довільно в межах смуги огляду.

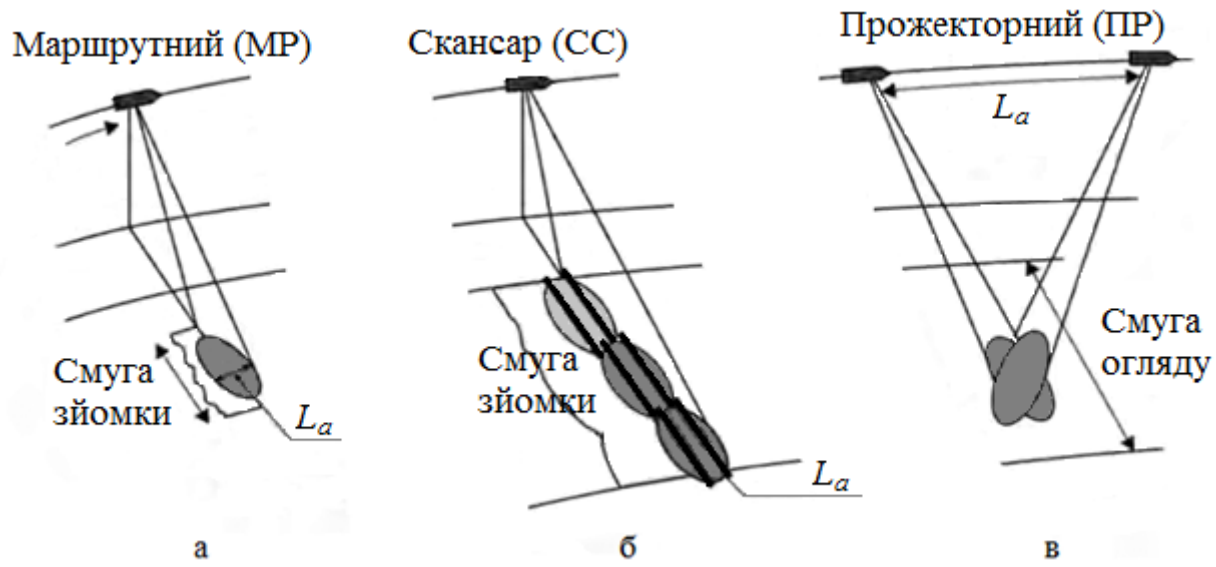


Рисунок 1.1 – Основні режими огляду космічної РСА:
а – маршрутний; б – скансар; в – прожекторний

Однак розширення смуги огляду в сторону максимальних дальностей вимагає вертикального розміру антени. Наближення її до надиру супроводжується погіршенням роздільної здатності поперек лінії шляху (по горизонтальній дальності). При проектуванні РСА з широкою смугою огляду умова неоднозначності і потенціал перевіряють на максимальній дальності, зону захоплення – на мінімальній дальності. Якщо при наближенні до надиру не забезпечується потрібна зона охоплення (через обмеження кутомірної ДСА), то формують промінь необхідної ширини. При зміні положення зони охоплення в межах смуги огляду необхідно змінювати в невеликих межах частоту повторення таким чином, щоб час поширення до центру заданої смуги зйомки не був кратним періоду зондування і не співпадав з моментом випромінювання зондуючого імпульсу. У маршрутному режимі зазвичай для формування радіолокаційного зображення повністю використовують довжину траекторного сигналу L_a в межах зони опромінення уздовж лінії шляху (рисунок 1.1). Можливі варіанти обробки сигналів - синтез РЛЗ з довжиною апертури L_a і реалізацією найкращої роздільної здатності по азимуту, яка дорівнює половині

горизонтального розміру антени $\rho_X = D_{xant}/2$, або поділ апертури L_a на субапертури, синтез РЛЗ зі зниженою просторовою роздільною здатністю і застосуванням некогерентного накопичення (фільтрації спекл-шуму шляхом усереднення незалежних спостережень) для покращення радіометричної роздільної здатності в задачах моніторингу земних покривів. Важлива перевага маршрутного режиму полягає в тому, що довжина маршруту, який знімається, може бути довільною. Вона визначається, в основному, необхідними районами зйомки, з обмеженнями по продуктивності лінії передачі даних, а також з питання енергії, оскільки РСА під час зйомки споживає підвищену потужність буферних батарей [3].

1.2.2 Широкоохоплюючий режим Скансар

Якщо потрібна широка смуга зйомки, в якій умови однозначності не задовольняються, то використовують багатопроменевий режим роботи. Смугу зйомки реалізують декількома парціальними променями (рисунок 1.1, б). Це досягається ціною зменшення часу синтезу апертури і погіршення дозволу в кожній із парціальних зон. Огляд проводять кадрами по черзі з перемиканням променів. Число променів у кутомірній площині (парціальних зон по дальності) визначається відношенням

$$N_Z = k_r \frac{R_{\max} - R_{\min}}{R_p}, \qquad (1.22)$$

де $R_{\max}$ − верхня границя зони охоплення по похилій дальності, м;

$R_{\min}$ – нижня границя зони охоплення по похилій дальності, м;

R_p − рекурентна дальність, м;

k_r − коефіцієнт запасу для усунення неоднозначності по дальності.

Принципові відмінності між Скансар та маршрутним режимом полягають у наступному. У маршрутному режимі можлива зйомка короткими кадрами, але при цьому довжина ділянки траєкторії зйомки повинна перевищувати розмір кадру, що знімається плюс довжина зони опромінення уздовж лінії шляху L_a (рисунок 1.1, а). Довжина синтезу РЛЗ може бути зменшена, а резерв використаний для кількох спостережень. У режимі Скансар цей резерв використовують для перемикання парціальних зон, що дозволяє розширити загальну смугу зйомки. Роздільна здатність уздовж лінії шляху (по азимуту) в режимі Скансар приблизно дорівнює

$$\rho_X \approx D_{xant}(N_Z + 1)/2, \qquad (1.23)$$

де D_{xant} − горизонтальний розмір антени РЛС, м.

Одиниця додається для того, що б не було ослаблення сигналу в зоні, що знаходиться на краю діаграми антени. Сканування променів з частковим перекриттям сусідніх зон по куту місця реалізується шляхом використання

фазованої антенної решітки або перемиканням випромінювачів в дзеркальній антені. Для отримання однакової роздільної здатності по азимуту в усіх парціальних зонах довжина синтезованої апертури і час синтезу повинні бути пропорційні похилим дальностям до центру зон. На рисунку 1.2 показані розраховані за формулами, графіки для горизонтальної і похилої дальності і їх розподіл по парціальним променям. Взяті параметри РСА: висота орбіти 630 км (сонячно-синхронна з кутом нахилу 98,2º), смуга зйомки 500 км, кути падіння від 10 до 48º, п'ять променів. Для такої орбіти максимальна колійна швидкість КА становить $V_{sg} = 7675$ м/с. Ширина парціальних зон по горизонтальній дальності обрана однаковою, що забезпечує приблизно рівну чутливість РСА у всіх променях (з відхиленням не більше ± 1 дБ). Значення похилих дальностей для центру променів (відзначені колами) наближено утворюють геометричну прогресію з коефіцієнтом $K_к = 1{,}069$ при відношенні похилих дальностей на межах смуги зйомки, рівному 1,4. Повний час синтезу в зоні, найближчій до надира

$$T_{synt} = T_{synt_N} + \sum_{k=1}^{N} T_{synt_k} = T_{synt_1}\left(1 + \sum_{k=1}^{N} K_R{}^{k-1}\right) = \\ = T_{synt_1}\left(1 + \frac{K_R{}^{N} - 1}{K_R - 1}\right). \tag{1.24}$$

Уточнене значення роздільної здатності по азимуту становитиме

$$\rho_X = \frac{D_{xant}}{2}\left(1 + \frac{K_R{}^{N} - 1}{K_R - 1}\right) = \frac{6{,}74 D_{xant}}{2}. \tag{1.25}$$

Обрана геометрія розташування парціальних зон сканування однозначно визначає ширину ДСА по куту місця для кожного з променів, а отже, і вертикальний розмір антени для заданої довжини хвилі РСА. З урахуванням вимог по однозначності сигналів вибирають частоту повторення зондувальних сигналів, за величиною якої визначають вимоги до горизонтального розміру антени

$$D_{xant} \geq \frac{2 k_X V_{sg}}{F_{p\max}}, \tag{1.26}$$

де $F_{p\max}$ – найбільше значення частоти повторення для парціальних зон, Гц.

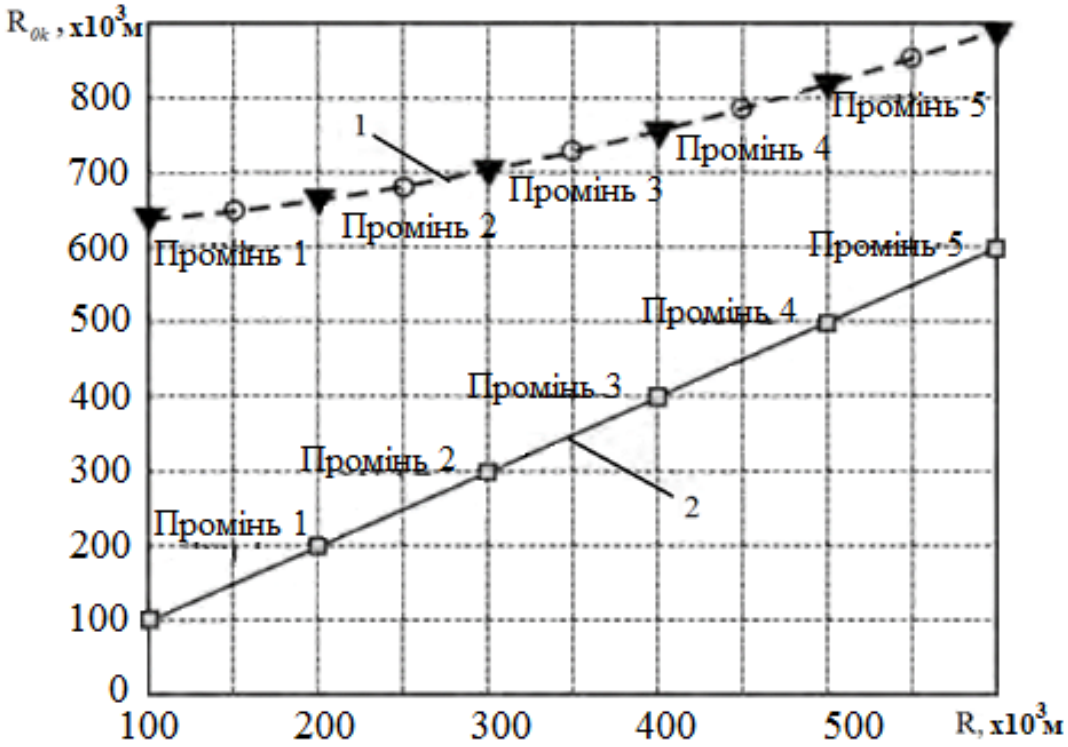


Рисунок 1.2 − Розподіл в режимі Скансар:
1 – горизонтальної (пунктир); 2 – похилою (суцільна лінія) дальностей по парціальним зонам

Підставляючи прийняті параметри режиму Скансар в (1.25) – (1.26) отримуємо при $k_r = 1{,}3$ і $k_X = 1{,}45$ необхідний розмір антени $D_{xant} = 15$ м і роздільну здатність по азимуту $\rho_X = 50{,}5$ м. Час синтезу в кожній зоні обчислюються за відомою формулою з урахуванням обраної довжини хвилі РСА

$$T_{synt_k} = \frac{L_{ak}}{V_{sg}} = \frac{R_{0k}\lambda}{2V_{sg}\rho_X}, \qquad (1.27)$$

де L_{ak} – довжина синтезованої апертури, м;

R_{0k} − похила дальність в k-й парціальної зоні, м.

Крім погіршення роздільної здатності по азимуту, відміна параметрів режиму Скансар від маршрутного режиму полягає в більш жорстких вимогах до заглушення завад неоднозначності сигналів по азимуту. Вплив перешкод неоднозначності визначається відношенням інтегральної потужності сигналу в смузі фільтра обробки. У маршрутному режимі за час проходження азимутальної ДСА доплерівська частота сигналу від кожної цілі змінюється в межах повної смуги $\Delta F_{Dop} = 2V_{sg} / D_{xant}$, маючи нуль доплерівської частоти в момент, коли ціль знаходиться в площині, нормальної до вектору шляхової швидкості РСА.

При синтезі апертури, наприклад, методом прямої згортки, прийнятий сигнал послідовно зміщується за часом так, що його фазова характеристика

збігається з комплексно сполученою характеристикою опорної функції. Потужність сигналу від цілі визначається її інтеграцією по всьому головному пелюстку азимутальної ДСА, на вхід фільтра обробки надходять сигнали від цілей на різних доплеровських частотах в залежності від їх віддалення від площини, нормальної до вектору швидкості РСА в момент зйомки. Ширина спектра сигналу від кожної цілі в відповідне число разів менше повної смуги сигналу, а амплітуда може бути ослабленою, якщо напрямок на ціль в даному кадрі зйомки знаходиться на схилі азимутальної ДСА (рисунок 1.3 б). Для цілей, віддалених від максимуму ДСА, відношення потужності сигналу до перешкоди неоднозначності різко падає. Тому величину коефіцієнта запасу на неоднозначність по азимуту в режимі Скансар слід брати більшою $k_X \sim 1{,}5$, ніж в маршрутному режимі.

а

б

Рисунок 1.3 – Співвідношення між інтегральними потужностями сигналу і завад неоднозначності:
а – в маршрутному режимі; б – в режимі Скансар

Новий різновид режиму Скансар – TOPSAR, при якому в процесі огляду парціальної зони сканують променем по азимуту, як в прожекторному режимі, але в зворотну сторону [4]. При цьому у кожному скані сигнали від кожної цілі беруть з повним спектром доплеровських частот, як при простому розширенні азимутального променя. З'являється неоднозначність сигналів по азимуту, характер якої відомий за значенням миттєвого відхилення променю від нормалі в кожному скані (на відміну від розширеного променя), усувається при синтезі РЛЗ. В результаті формується РЛЗ з кілька гіршою роздільною здатністю і співвідношенням сигнал/шум, але з рівним амплітудним розподілом і більш придатним для інтерферометричної обробки. Близький ефект досягається при скануванні променю в напрямку, протилежному польоту (як в прожекторному режимі – інверсний режим TOPSAR), але кут сканування повинен бути більше.

1.2.3 Режим TOPS

Припустимо, що ми маємо датчик, який сканує зображення з дуже довгими пакетами і повертає антену на всьому протязі зйомки як показано на рисунку 1.4. Ми визначимо цей датчик як Terrain Observation with Progressive Scan (TOPS) і зверніть увагу, що він обертає антену протилежно щодо прожекторного, що призводить до протилежного ефекту, скажімо, погіршення роздільної здатності по азимуту. Однак датчик збирає сигнали з набагато довшою смугою, ніж в стандартному маршрутному режимі, за один і той же проміжок часу, тому він може перемикати антену на цілі, пов'язані з різним підполосами або різними поляризаціями. Завдання зменшення азимутального розділення тепер виконується шляхом наведення антени, тому пакет може бути дуже довгим, навіть якщо застосовуються деякі очевидні обмеження (наприклад, стабільність платформи для охоплення в наступних проходах на тих же доплерівських частотах для цілей інтерферометрії і проектування активної антенної решітки з малими пелюстками).

Припустимо що антена обертається з від'ємною швидкістю k_ψ, в анти-прожекторному режимі, так що його центр променю вказує у напрямку:

$$\left.\begin{aligned} \psi_{dc} &= k_\psi \tau, \\ k_\psi &< 0. \end{aligned}\right\}. \tag{1.28}$$

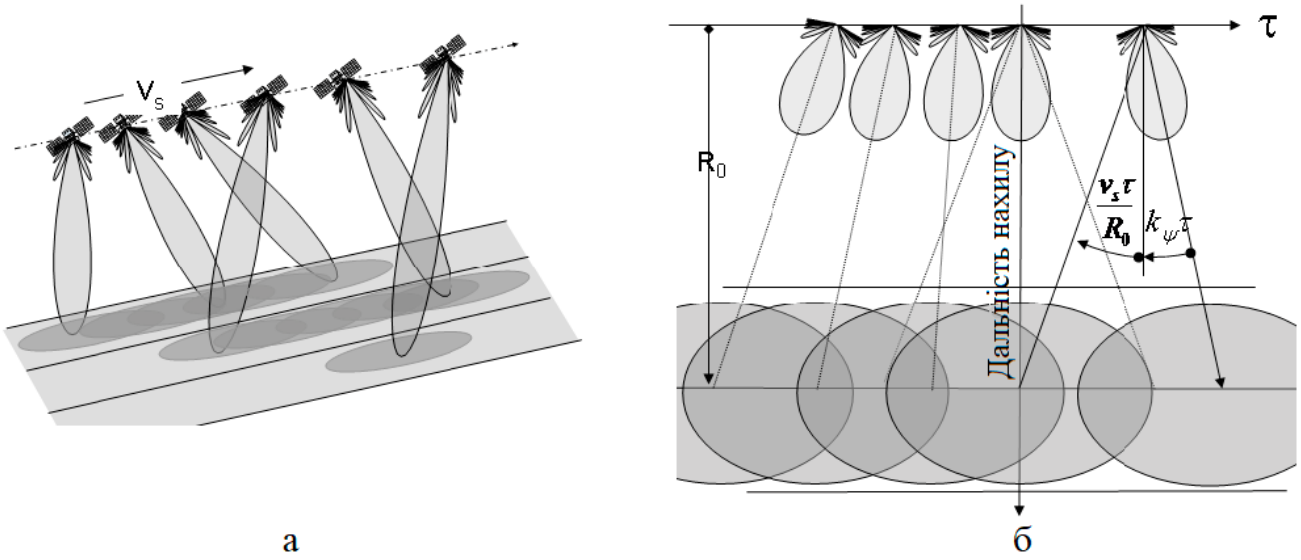
Підсвічування цілі тепер обчислюється для загального часу, враховуючи це обертання (рисунок 1.4). На обох рисунках представлені деякі повторювані положення вздовж орбіти датчика та відповідні схеми випромінювання. ДС по азимуту набуває вигляд:

$$G_{ar}(\psi(\tau)) \simeq G_0 \mathrm{sinc}^2\left(\frac{L}{\lambda}\left(\frac{\upsilon_s \tau}{R_0} + |k_\psi|\tau\right)\right) = \\ = G_0 \mathrm{sinc}^2\left(\frac{L}{\lambda}\frac{\upsilon_s \tau}{R_0}\left(1 + \frac{R_0|k_\psi|}{\upsilon_s}\right)\right). \quad (1.29)$$

Кожна ціль буде висвітлена керованою антеною на земній площі, яка еквівалентна нерухомій антені, але зменшена на коефіцієнт:

$$\alpha = 1 + \frac{R_0|k_\psi|}{\upsilon_s} \gg 1. \quad (1.30)$$

Іншими словами, ця ситуація еквівалентна STRIPMAP з довжиною антени $L_e = \alpha L$, яка досягає азимутової роздільної здатності в рази грубіше: $\rho_{az} \sim \alpha L / 2$. Треба зауважити, що втрата роздільної здатності досягається за рахунок зменшення площі, а не розрізу. Кожна ціль має однакову зважену ДС по азимуту, і неоднозначності стають нерухомими за азимутом, і те ж саме відбувається і для розділення азимуту та співвідношенню сигнал/завада, і зовсім немає розшарування. Допплерівський коефіцієнт, що змінюється азимутом, все ще є, а загальна ширина полоса пропускання збільшується приблизно в α раз відносно частоти повторення імпульсів, але це не вимагає збільшення частоти повторення імпульсів, оскільки миттєва ширина променя антени така ж, як і для РСА повного розділення, коли обертання антени невелике порівняно з вибіркою азимуту [5].



а б

Рисунок 1.4 – Геометрія отримання TOPSAR:
а – ескіз схеми сканування трьох підканалів; б – сканування в одному з підканалів: кожна ціль освітлюється антеною на еквівалентну зону охвату, яка в α менша за фізичну

1.2.4 Прожекторний режим огляду

Основний недолік маршрутного режиму полягає в тому, що не можливо отримати роздільну здатність по азимуту більше, ніж половина горизонтального розміру антени. Це обмеження можна подолати в кадровому прожекторному режимі, показаному на рисунку 1.1, в. У процесі руху КА по траєкторії промінь антени обертають по азимуту, направляючи його в центр зйомок ділянки місцевості (кадру). Виграш у часі синтезу використовують для поліпшення роздільної здатності по азимуту, а також для отримання декількох незалежних спостережень і поліпшення радіометричної роздільної здатності шляхом некогерентного накопичення спостережень.

Зміна напрямку променю реалізують шляхом програмного розвороту КА за курсом [6], а так само застосуванням антен зі скануванням променя в горизонтальній площині: гібридної дзеркальної антени або антен типу АФАР (більшість сучасних РСА).

У прожекторному режимі прийнятий сигнал має ряд особливостей, які пов'язані з тим, що, по суті, маємо поєднання строго бокового огляду (нуль частоти Допплера в центрі промені ДСА) в середині інтервалу обробки зі скошеним оглядом на краях синтезованої апертури:

– ширина спектра доплерівських сигналів, що приймаються від ділянки місцевості, яка опромінюється антеною РСА в кожен момент часу (миттєвий доплеровській спектр) така ж, як і в маршрутному режимі і дорівнює $\Delta F_{Dop} = 2V_{sg} / D_{xant}$, що дозволяє вибирати частоту повторення зондуючого сигналу, як в маршрутному режимі. Розрахунок частоти повторення і інших параметрів РСА ведеться так само, як для маршрутного режиму з урахуванням обраного розміру антени з конструктивних міркувань, виходячи із забезпечення енергетичного потенціалу, смуги зйомки і смуги огляду. Параметри прожекторного режиму відрізняються від маршрутного часом обробки, довжиною синтезованої апертури і числом когерентно і некогерентно сумованих імпульсів;

– середня частота Допплеру спектру сигналів змінюється в часі, приблизно за лінійним законом, причому інтервал зміни частоти в кілька разів перевищує ширину миттєвого спектру. Тому записана оперативною пам'яттю радіограма прожекторного режиму містить кілька інтервалів неоднозначності по азимуту, а так же вид двовимірної радіоголограми, наведеної на рисунку 1.5. Положення «хрестів» відповідає значенням частоти Допплеру, кратним частоті повторення зондуючого сигналу. Оскільки смуга частот Допплеру від ділянки місцевості, яка опромінюється антеною РСА менше частоти повторення F_p, відміна прийнятої частоти сигналу по азимуту (в межах $\pm F_p / 2$) від істинної частоти Допплера і викликана цим багатозначність не дасть помилкових цілей. Закон зміни середньої частоти відомий, умова узагальненої теореми Котельникова про співвідношення смуги спектру сигналу і частоти дискретизації не порушується і можливе відновлення безперервності вихідного закону зміни частоти Допплеру сигналу, наприклад, шляхом гетеродинування з ЛЧМ-

процесом, інтерполяцією відліків на підвищену частоту і зворотним гетеродинуванням;

– інтервал дискретизації відліків радіоголограм по азимуту в кілька разів перевищує роздільну здатність по азимуту РЛЗ. Для відображення такого РЛЗ потрібно в процесі синтезу РЛЗ підвищити частоти дискретизації, наприклад, методом інтерполяції;

– на краях радіоголограми різко зростає міграція дальності (рисунок 1.5). Може виявитися, що величина міграції сигналу від цілі за період зондування перевищить крок квантування по дальності так, що в окремих відліках дальності сигнали від цілі будуть відсутні, і радіоголограма буде руйнуватися. В першу чергу це проявиться в зростанні інтегрального рівня бічних пелюсток синтезованої ДСА.

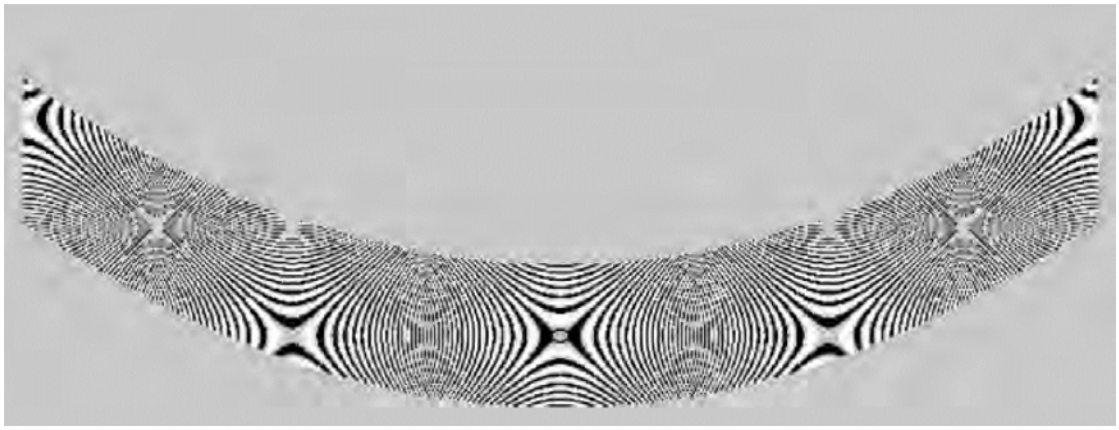


Рисунок 1.5 − Вид радіоголограми прожекторного режиму

Зазвичай в прожекторному режимі амплітуда прийнятих від місцевості сигналів постійна за часом. Вона максимальна для центру кадру і зменшується до країв кадру, відповідно до форми ДСА, що обмежує розмір кадру по азимуту. Можливий, так званий, прожекторний режим «з протяжкою», при якому промінь антени не строго стежить за центральним об'єктом, а «ковзає» щодо нього з відставанням від точного стеження. В цьому режимі амплітуди прийнятих по полю кадру сигналів змінюються за часом, але при цьому він дозволяє дещо збільшити розмір кадру по азимуту.

Наведені вище особливості сигналів в прожекторному режимі повинні враховуватися в алгоритмах синтезу РЛЗ.

1.2.5 Поляриметричні режими радіолокаційної зйомки

Поляриметричні режими являюсь собою синхронну зйомку з комбінацією різних поляризацій при випромінюванні і прийомі. Їх технічна реалізація залежить від розв'язуваної задачі дистанційного зондування, особливостей побудови конкретної апаратури РСА з урахуванням обмежень, пов'язаних з принципом роботи РСА. Зазвичай використовують лінійно поляризовані сигнали, що випромінюються і приймаються антенними пристроями з лінійними горизонтальними (Г) і вертикальними (В) поляризаціями. При

проектуванні сучасних РСА передбачають повнополяриметричні режими, що забезпечують прийом і реєстрацію чотирьох (Quad-pol) поєднань поляризації: ГГ + ГВ, ВВ + ВГ або ГГ + ВВ [7]. Вихідною інформацією РСА в таких режимах є КРЛЗ, за якими можна вимірювати відношення між амплітудами компонентів матриці Стокса, різниці фаз між ними, а також вести інтерферометричну обробку поляриметричних даних (режим PolInSAR).

Найбільш інформативним інструментом поляриметричного зондування є поляриметрична інтерферометрія (PolInSAR), заснована на аналізі повнополяриметрічної матриці. Стосовно до моніторингу лісових масивів вона дозволяє оцінювати висоту дерев, вести багатошарове топографічне картування. На відміну від повнополяриметричного режиму або комбінації ГГ + ВВ реалізація режимів з двома поляризаціями ГГ + ГВ або ВВ + ВГ (скорочений запис – ГГВ, ВВГ) пред'являє значно менші вимоги до апаратури РСА. Сигнал передавача (або вихід потужних підсилювачів модулів АФАР) підключають до антени (випромінювачів) необхідної поляризації (Г або В). Прийнятий антенами двох (Г і В) поляризацій сигнал підсилюють в двох прийомних каналах і далі після оцифровування подають на лінію передачі даних. Для поляриметричних режимів потік інформації, переданої по радіолінії, зростає, що зазвичай компенсують погіршенням просторової роздільної здатності.

У режимі чотирьох поляризацій радіолокатор працює на подвоєній частоті повторення з черезперіодним чергуванням поляризації випромінювання, прийом і посилення сигналів ведуть як в розглянутому вище випадку. Підвищення частоти повторення зондуючих сигналів призводить до появи неоднозначності сигналів по дальності, що обмежує смугу зйомки в області великих кутів падіння.

Варіантом отримання часткової інформації про складові матриці Стокса без подвоєння частоти повторення може бути режим, який за аналогією з режимом Скансар можна назвати «Сканпол». Зйомку з прийомом двох поляризацій проводять кадрами тривалістю, приблизно в три рази меншою часу опромінення цілей по азимуту, змінюючи поляризацію випромінювання від кадру до кадру. Після синтезу КРЛЗ будуть отримані дві поляриметричні пари ГГВ і ВВГ зображень, придатні для вимірювання відношень амплітуд і різності фаз з тією відмінністю, що в сусідніх кадрах флуктуації сигналів будуть некорельовані, і для підвищення точності вимірювань потрібно їх згладжування (некогерентного накопичення) по площі спостережуваних протяжних об'єктів.

Необхідність використання в поляриметричних режимах двох прийомних каналів, як правило, не дуже ускладнює бортову апаратуру, оскільки при проектуванні РСА космічного базування обов'язково передбачають резервування основних блоків, і ускладнення стосується тільки комутаційних пристроїв. При виході з ладу одного з каналів скорочуються функціональні можливості бортового комплексу, але в цілому працездатність зберігається.

Стосовно до міні супутників з АФАР вимога наявності двох прийомних каналів в модулях може виявитися неможливою через перевищення загальної маси апаратури. У таких випадках реалізація режиму двополяризаційного

зондування в комбінації ГГВ, ВВГ або ГГ + ВВ можлива шляхом черезперіодного перемикання поляризації при випромінюванні і прийомі з роботою на подвоєній частоті повторення. У зв'язку зі складнощами роботи в повнополяриметричному режимі застосовують «Компактний режим» (CP - compact polarimetry), при якому випромінюють лінійно поляризовану хвилю з кутом нахилу площини поляризації 45º. Технічно такий режим реалізують в РСА з АФАР, розділяючи на дві групи по вертикалі управління приймально-передавальними модулями (ППМ) при передачі: одна група випромінює горизонтальну, а інша - вертикальну поляризації. Введенням додаткового зсуву фази в одній з груп ППМ на ±90º можна отримати зондуючий сигнал з круговою поляризацією. Прийом ведуть як зазвичай – двома каналами Г і В поляризацій. В результаті в режимі CP в прийомних каналах виявляються суми сигналів з згідною і кросполяризованою компонентами:

$$U_H = \frac{1}{\sqrt{2}}\left\{S_{HH}e^{j\varphi HH} + S_{VH}e^{j\varphi VH}\right\}, \quad (1.31)$$

$$U_V = \frac{1}{\sqrt{2}}\left\{S_{VV}e^{j\varphi VV} + S_{HV}e^{j\varphi HV}\right\}. \quad (1.32)$$

Для випромінювання з круговою поляризацією маємо аналогічні співвідношення.

Як і в повнополяриметричному режимі в компактному режимі інформативними каналами є співвідношення амплітуд і різниця фаз потужних комплексних складових ГГ і ВВ поляризацій з доповненням до них низького рівня (- 7 дБ ... -10 дБ) кросполяризованих компонентів. При такому співвідношенні амплітуда кросполяризованої компоненти становить 0,3 ... 0,45 від паралельної компоненти. Тому в комбінації компонент амплітуда сумарного сигналу може змінюватися в межах 55 ... 145%, а фаза – до ±24º. Комбінація поляризацій істотно підвищує ймовірність ідентифікації типу підстилаючих поверхонь, що мають симетричні кросполяризовані компоненти ГВ і ВГ, що характерно, наприклад, для рослинного покриву.

Застосування компактного поляриметричного зондування дозволяє уникнути обмежень, типових для повнополяриметричного режиму, при зниженні ймовірності розпізнавання типу поверхні не більше одиниць відсотків. Особливо помітні переваги компактного представлення поляриметричних даних при поляриметричній інтерферометрії, що вимагає подвоєння обсягу даних для тематичної обробки.

1.2.6 Інтерферометрична радіолокаційна зйомка

Інтерферометрична зйомка передбачає отримання набору (двох і більше) КРЛЗ заданої території при співпадаючих або близьких умовах спостереження, які визначаються інтерферометричною базою. Залежно від розв'язуваної задачі база може розташовуватися поперек лінії шляху (побудова рельєфу,

топографічне картування), уздовж лінії шляху (індикація рухомих цілей) або визначатися часовим інтервалом між зйомками (часові бази диференціальної інтерферометрії для вимірювання малих зсувів земної кори і зміни геометрії об'єктів, а також для виявлення змін в оперативній обстановці). Інформація, яку видобувають при інтерферометричній обробці, міститься в різниці фаз в кожному пікселі РЛЗ, що обчислюється через добуток комплексних відліків одного КРЛЗ на комплексно-спряжені відліки другого КРЛЗ

$$\varphi(X,Y) = arctg\left\{\frac{\mathrm{Im}(\dot{U}_1\dot{U}^*_2)}{\mathrm{Re}(\dot{U}_1\dot{U}^*_2)}\right\}. \qquad (1.33)$$

Використовують інтерферометрію з «жорсткою» базою, при якій передавач і два прийомних канали з незалежними антенами розміщуються на одному КА, і з «м'якою» базою у вигляді тандемів КА, що рухаються по близьким паралельним орбітах або шляхом зйомки на іншому витку кратно повторюємой орбіти (міжвиткова інтерферометрія).

Основні вимоги до отриманих пар КРЛЗ – їх придатність до когерентної обробки. Її характеризують коефіцієнтом когерентності. Цей комплексний параметр називають «інтерферометричною когерентністю»

$$\gamma_{cog} = \frac{\left\langle z_1 z_2^* \right\rangle}{\sqrt{\left\langle z_1 z_1^* \right\rangle \left\langle z_2 z_2^* \right\rangle}}, \qquad (1.34)$$

де z_1 − перший комплексний коефіцієнт зворотного розсіювання;

z_2 – другий комплексний коефіцієнт зворотного розсіювання;

$\langle \bullet \rangle$ - кутові дужки означають усереднення по об'єкту спостереження.

Порушення когерентності КРЛЗ може бути викликано збільшенням розміру бази, при якому в додатковий прийомний канал потрапляють сигнали від максимуму головної пелюстки діаграми зворотного розсіювання (ДЗР) кожного елементу роздільної здатності на місцевості або групового об'єкту, а з області, де впливають флуктуації сигналів, викликані інтерференцією елементарних відбивачів, що потрапляють в елемент роздільної здатності РСА. Критичний розмір бази, коли когерентність порушується, становить від сотень метрів до кілометрів в залежності від діапазону хвиль і роздільної здатності РСА.

Переваги жорсткої бази – її фіксований розмір. У РСА SRTM КА Space Shuttle, призначеному для топографічного картування, реалізована складна унікальна конструкція з висувною 60-метрової штангою, на якій встановлені виносна дводіапазонна прийомна ФАР, а також лазерна і телевізійна апаратура контролю геометрії. Розмір бази значно менше критичного, що обмежує точності вимірювання різниці фаз.

Прикладом створення жорсткої бази вздовж лінії шляху є РСА з секційними АФАР, в яких сигнали від кожної секції посилюються в різних каналах. Таку розподілену систему можна використовувати для просторово-часової обробки сигналів (STAP – Space-Time Adaptive Processing) з метою індикації рухомих цілей. Однак і в цьому випадку конструктивні міркування обмежують розміри інтерферометричної бази і відповідно порогове значення і точність вимірювання швидкостей цілей.

Подолання зазначених обмежень досягається використанням інтерферометрії з м'якою базою, один з варіантів якої - створення орбітального угрупування у вигляді синхронного тандему супутників, що рухаються по паралельних орбітах зі зміщенням поперек і уздовж лінії (TanDem-X, Radarsar-2 і Radarsat-3 [3]). Така конфігурація придатна для поздовжньої і поперечної інтерферометрії, але в останньому випадку слід враховувати зміни розміру бази в межах кожного витка, особливо при полярних орбітах. Особливі вимоги пред'являються до точності вимірювання розмірів і кутового положення бази між супутниками, що вимагає застосування прецизійної бортової апаратури позиціонування і уточнення даних по наземним засобам траєкторних вимірювань і шляхом аналізу записаних радіоголограм.

Геометрія інтерферометричної зйомки з використанням тандемів КА показана на рисунку 1.6. Супутники рухаються по близьких орбітах. У поточний момент часу положення супутників в точках A_1 і A_2 утворює інтерферометричні бази – поперечну B_Y і подовжню B_X. Зазвичай один із супутників (A_1) працює в активному режимі випромінювання і прийому, а другий (A_2) пасивний - тільки в режимі прийому. Розміри інтерферометричних баз повинні задовольняти умові когерентності (1.34)

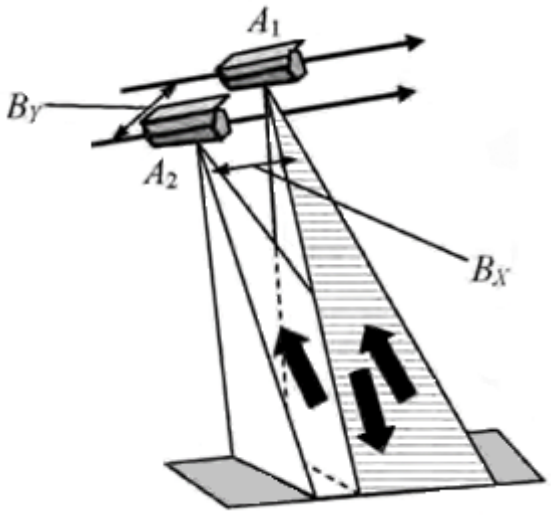


Рисунок 1.6 − Інтерферометрична зйомка з використанням тандемів КА

В даному розділі розглядаємо поперечну інтерферометрію для побудови карт рельєфу (рисунок 1.7). Приймаємо, що вісь Z_s спрямована в зеніт і проходить через середину центрального кута α_s (центр орбітального

угрупування). Вісь X_s паралельна вектору шляхової швидкості КА, вісь Y_s доповнює систему до правої при лівосторонньому огляді і до лівої - при огляді правим бортом. Площина візування OY_sZ_s, перпендикулярна вектору шляхової швидкості, відповідає нульовій частоті Допплеру при синтезі РЛЗ.

Вхідними даними для розрахунків є:

– отримані за даними траєкторних вимірювань і датчиків позиціонування радіуси орбіт КА R_{s1}, R_{s2}, центральний кут α_s формування інтерферометричної бази, поточні географічні координати сліду F центру орбітального угрупування;

– похилі дальності R_1 і R_2 до точок наземної поверхні, відповідні пікселям отриманих АРЛЗ;

– різниця похилих дальностей $\Delta R = R_{s1} - R_{s2}$, виміряна фазометричним методом з високою точністю по парі КРЛЗ;

Вихідними даними розрахунків повинні бути:

– географічна координата кожної точки РЛЗ в перерізі $X = 0$ (в площині візування), для обчислень якої потрібне знання кута α;

– висота рельєфу щодо радіуса референц-еліпсоїда $R_{e\varphi}$ на географічній широті району зйомки.

Розмір бази поперечної інтерферометрії визначається виразом

$$B_Y = \sqrt{R_{s1}^2 + R_{s2}^2 - 2R_{s1}R_{s2}\cos\alpha_s} \approx \frac{\alpha_s(R_{s1} + R_{s2})}{2}. \qquad (1.35)$$

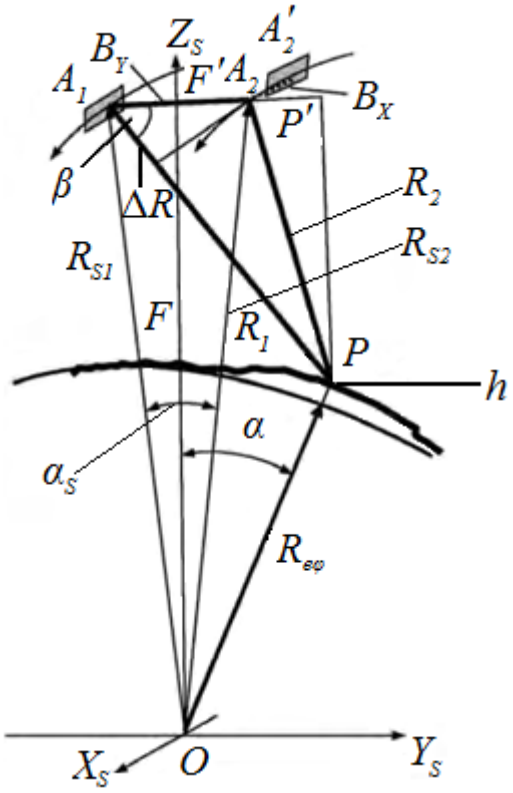


Рисунок 1.7 − Геометрія інтерферометричної зйомки тандемом КА

У разі рівного розподілу радіусів орбіт обох КА база інтерферометрії горизонтальна, інакше вона нахилена на малий кут

$$\delta_B = \arcsin\left(\frac{R_{s1}\sin\alpha_s}{B_Y}\right) + \frac{\alpha_s}{2} - \frac{\pi}{2}. \tag{1.36}$$

Для спрощення викладок приймемо, що радіуси орбіт КА в тандемі однакові, тоді лінія A_1P' горизонтальна, а лінія PP' паралельна осі OZ_S. Координату точки P щодо базової лінії A_1P' знаходять рішенням прямокутного трикутника A_1PP' гіпотенузою R_1 і прилеглим кутом β, обчисленим через різницю похилих дальностей ΔR

$$\beta \approx arc\cos(\Delta R / B_Y). \tag{1.37}$$

Звідси отримуємо співвідношення для координати точки P (при $X_P = 0$):

$$Y_P = F'P' = R_1\cos\beta - B_Y/2 = \frac{\Delta R R_1}{B_Y} - B_Y/2. \tag{1.38}$$

Для висоти рельєфу щодо референц-еліпсоїда маємо

$$h = \sqrt{Z_P^2 + Y_P^2} - R_{e\varphi}. \tag{1.39}$$

Центральний кут α для обчислення видалення точки спостереження від траси КА знаходимо з виразу

$$\alpha = \arcsin\left(\frac{Y_P}{\mathrm{R}_{e\varphi} + h}\right). \tag{1.40}$$

В можливому варіанті розрахунку висловлюють $R_{s2} = R_{s1} - \Delta R$, а далі вирішують трикутник за трьома сторонами з обчисленням висоти $H = 2\sqrt{p(p-B_Y)(p-R_1)(p-R_2)}/B_Y$ і кута $\beta = arc\cos\left(\sqrt{R_1^2 - H^2}/R_1\right)$, де $p = (B_Y + R_1 + R_2)/2$ − напівпериметр трикутника A_1A_2P.

Співвідношення, аналогічні наведеним вище, справедливі і для випадків міжвиткової інтерферометрії, коли зображення отримують незалежно за допомогою одного або різних КА. Неодмінна вимога - дотримання бази інтерферометрії, при якій зберігається когерентність пар КРЛЗ. Зазвичай використовують повторювані орбіти з циклом 11-21 діб. Через вплив різних чинників (наприклад, повільного зниження) точной збіг орбіт не відбувається і

може утворитися необхідна інтерферометрична база. У ряді випадків управляють параметрами орбіти, скорочуючи цикл повторення до двох-трьох діб. Причиною руйнування когерентності можуть бути тимчасові зміни обстановки (добова або сезонна мінливість). Більш стабільна інтерферометрія в дециметрових S- і L-діапазонах хвиль.

Міжвиткова зйомка з повторюваних орбіт може застосовуватися для диференціальної інтерферометричної обробки - когерентними методами виявлення змін в навколишньому середовищі, оцінці переміщень земної кори, змін геометрії інженерних споруд шляхом зіставлення отриманих в різний час фазових зображень.

1.2.7 Метод подвійного прийому

Застосування секційної АФАР дозволяє підвищити роздільну здатність РСА по азимуту в маршрутному режимі, так званим методом «подвійного прийому» (dual-receive mode of operation), реалізованим в РСА нового покоління Radarsat-2 і TerraSAR-X. Цей метод дозволяє при горизонтальному розмірі антени 15 м в РСА Radarsat-2 досягти високої роздільної здатності 3×3 м (режим Ultra Fine mode) в смузі 20 км при кутах падіння 30...40°. Такий режим у порівнянні з прожекторним режимом має дещо менший енергетичний потенціал, оскільки вимагає розширення променю антени при випромінюванні і не дозволяє реалізувати некогерентне накопичення, але зате він дозволяє вести зйомку довгих маршрутів, а не вибіркових кадрів. На практиці можуть застосовуватися обидва режими роботи [3].

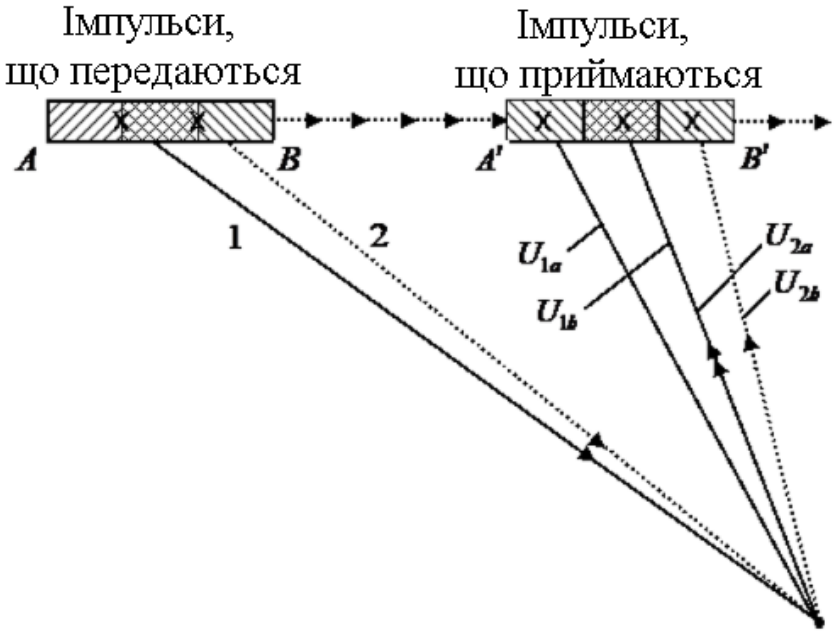


Рисунок 1.8 – Принцип дії режиму подвійного прийому

Принцип дії режиму подвійного прийому зображено на рисунку 1.8. Розглядаються два положення РСА в сусідніх періодах зондування. При передачі сигнал випромінюють повною АФАР з фазовими центрами 1 і 2 в

першому і другому зондування. Прийом ведуть двома незалежними секціями антени, фазові центри секцій рознесені на половину розміру АФАР. Період повторення вибирають таким чином, щоб антена переміщалася з положення 1 в положення 2 на половину своєї довжини. Сигнали U_{1a} і U_{1b} від першого зондування і U_{2a} і U_{2b} від другого зондування приймаються секціями антени незалежно, а далі формують радіоголограми на віртуальній подвоєній частоті повторення.

Це відбувається наступним чином. Припустимо, що ведеться прийом тільки правою секцією A' АФАР, тоді радіоголограма складається з послідовності відліків на реальній частоті повторення$U_i = U_{1a}, U_{2a}, \ldots$ Сигнали, прийняті секцією B', матимуть запізнювання, таке ж, як якщо б РСА знаходилась посередині між двома зондуваннями. Ці відліки можна вставити в сумарну радіоголограму. Тоді з виходів двох приймачів отримаємо поєднану голограму для синтезу РЛЗ на подвоєній (віртуальній) частоті повторення: $U_i = U_{1b}, U_{1a}, U_{2b}, U_{2a}, \ldots$.

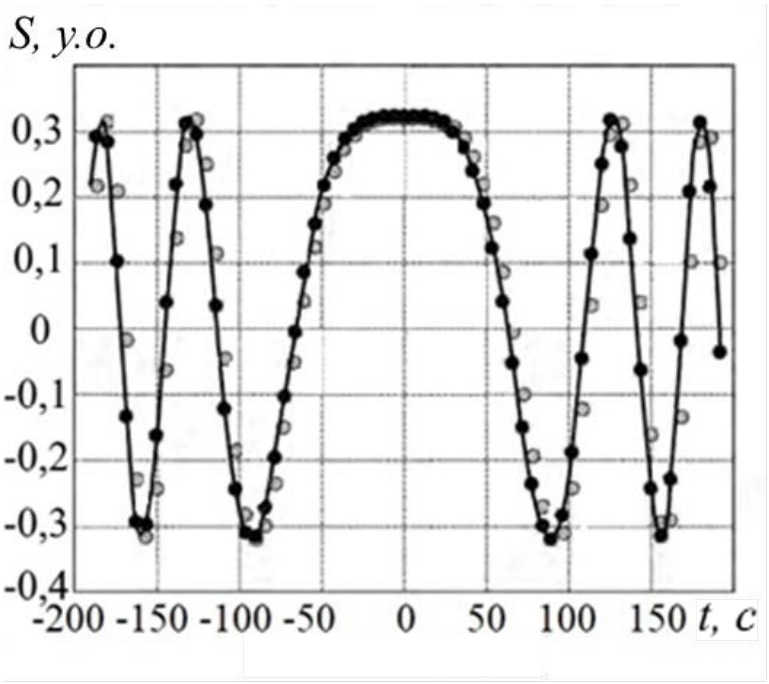


Рисунок 1.9 – Формування радіоголограм подвійного прийому

На рисунку 1.9 приведена модель формування радіоголограми подвійного прийому для РСА *L*-діапазону хвиль з горизонтальним розміром антени 12 м. На рисунку 1.9 наведені наступні позначення: • – відліки сигналу (точки), прийняті секцією A' антени; о – відліки від секції B' (кружальця). Суцільна лінія відповідає повній радіоголограмі, точки – реальним відлікам сигналів з секції A' з частотою повторення F_p = 1200 Гц, рівні азимутальному зміщенню РСА за період зондування 6 м.

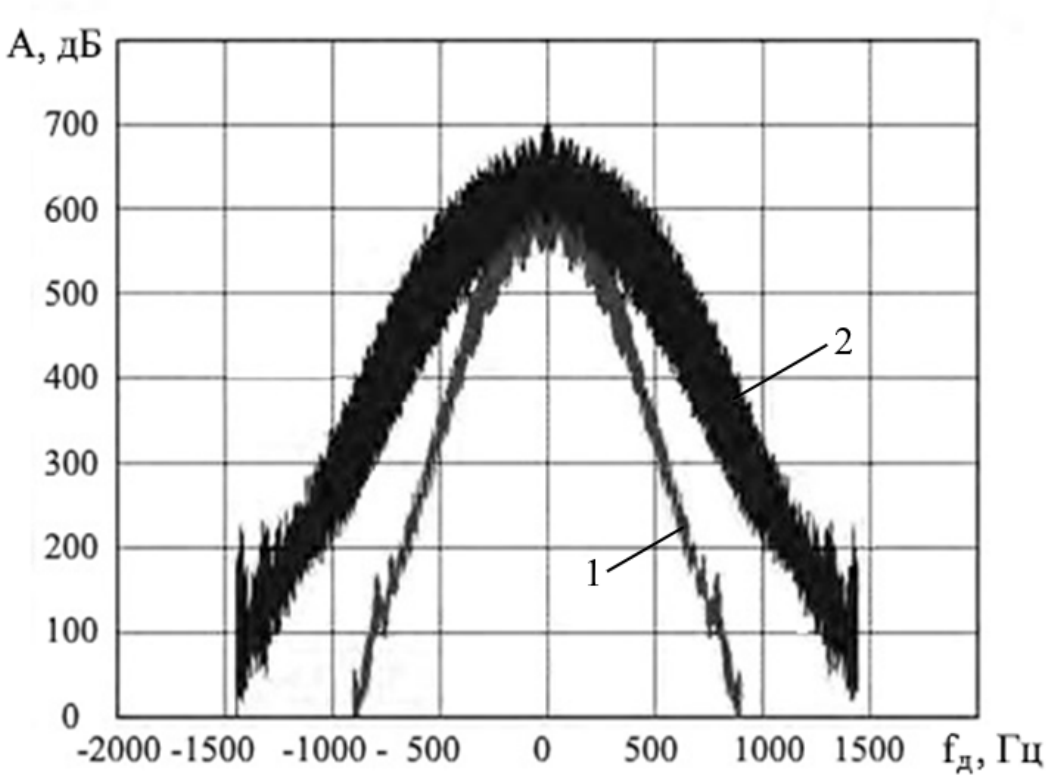


Рисунок 1.10 – Доплерівські спектри сигналів:
1 – звичайного маршрутного режиму; 2 – режиму подвійного прийому

Кружальцями позначають «віртуальні» відліки голограми, що використовують сигнал з секції *B′*. «Віртуальна» частота повторення радіоголограми дорівнює 2400 Гц. На рисунку 1.10 наведені доплеровскі спектри сигналів для звичайного маршрутного режиму і режиму подвійного прийому.

На рисунку 1.11 наведені результати розрахунку форми нормованого відгуку по азимуту в маршрутному режимі (роздільна здатність по азимуту ~ 6 м) і в режимі подвійного прийому (роздільна здатність по азимуту 3 м) для РСА *L*-діапазону хвиль. Завдяки природному амплітудному зважуванню рівень бічних пелюсток відгуку в режимі подвійного прийому значно нижче, ніж в маршрутному режимі (при якому амплітудне зважування супроводжується розширенням головної пелюстки імпульсного відгуку).

Слід зауважити, що в розглянутому методі подвійного прийому з поліпшеною роздільною здатністю по азимуту зниження енергетичного потенціалу РСА в порівнянні з маршрутним режимом невелике – лише за рахунок розширення ДСА на передачу. На прийом втрати у відношенні сигнал/завада відсутні, так як після незалежного посилення в прийомних каналах відбувається когерентне підсумовування сигналів від секцій антени, аналогічне підсумовуванню в НВЧ-тракті при одноканальній побудові РСА. Перевага режиму подвійного введення порівняно із прожекторним режимом - можливість проведення маршрутної зйомки з високим просторовим розділом. Але в прожекторному режимі при зйомці малорозмірного кадру можна реалізувати значно більший енергетичний потенціал РСА за рахунок

збільшення часу зйомки і поєднанню когерентного і некогерентного накопичення при отриманні вихідного РЛЗ.

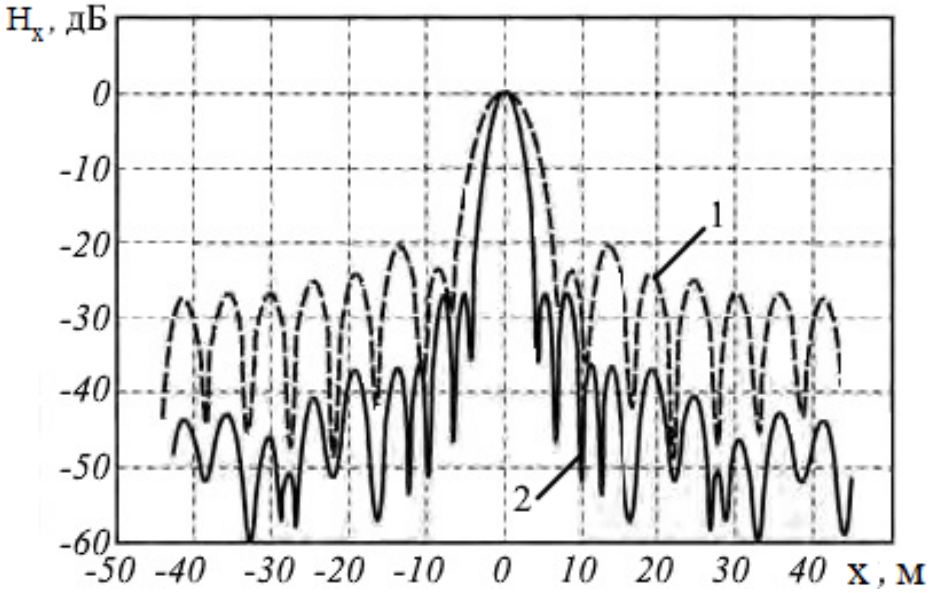


Рисунок 1.11 – Розрахункові форми відгуку по азимуту у лінійному масштабі:
1 – в маршрутному режимі (пунктир); 2 – в режимі подвійного прийому (суцільна лінія)

1.3 Надширокосмугові радіолокаційні системи

Надширокосмугові (Ultra–Wide Band, UWB) радіолокаційні системи випромінюють сигнали з шириною спектра, набагато більшою, ніж у звичайних радіолокаційних систем. Виявити роботу надширокосмугового радіолокатора зазвичай досить складно. Потужність випромінюваного сигналу розподілена по його надзвичайно широкого спектру і тому вона нижче навіть допустимого рівня потужності ненавмисного випромінювання побутової електроніки. Найбільш поширеним способом генерування надширокосмугових сигналів є випромінювання імпульсів дуже малої тривалості (менше 1 наносекунди).

Спектр дуже короткого імпульсу має дуже велику ширину і за цим параметром наближається до спектру білого шуму в міру зменшення тривалості імпульсу. Однак використання дуже коротких імпульсів вимагає більш широкої смуги приймача, ніж в звичайних радіолокаторах.

Ширина спектру сигналу надширокосмугового радіолокатора становить, щонайменше, 25% від його середньої частоти. Так, надширокосмугових сигнал з центральною частотою 2 ГГц має ширину спектру, як мінімум, 500 МГц, а мінімальна ширина спектра надширокосмугового сигналу з центральною частотою 4 ГГц буде дорівнює 1 ГГц. Часто ширина спектра таких сигналів перевищує 1 ГГц.

Для роботи зі надширокосмуговими сигналами складові частини такого радіолокатора повинні бути спеціалізованими. Вимога надширокосмуговості для антени часто призводить до паралельного використання декількох антен,

кожна з яких забезпечує певний інтервал необхідної смуги частот. Частотна характеристика приймача не може мати резонансний характер, як це має місце в вузькосмугових радіолокаторах.

Типовим прикладом надширокосмугового радіолокатору є імпульсний шумовий радіолокатор. Такий радіолокатор випромінює поодинокі імпульси з центральної частотою спектра 24 ГГц, тривалістю кілька наносекунд і з імпульсною потужністю 4 мВт. Ширина спектра його сигналу становить 8 ГГц. Факт випромінювання такого радіолокатора не може бути виявлений будь-якими зовнішніми пристроями оскільки інтенсивність його сигналів не перевищує рівня шуму навколишнього середовища [8].

1.4 Апертурний синтез

У 1946 р антени радіолокаторів мали на хвилі 1,5 м завширшки променя близько 10°, чого було недостатньо для виділення, наприклад, областей на поверхні Сонця із загального галактичного фону. Інтерферометрія представляла можливість вирішення цієї проблеми, і тому Д.Л. Пози і його колеги в Австралії провели такі ж спостереження, як і Еплтон, використовуючи антену, розташовану високо на виступаючому над морем скелі в Сіднеї. Установка, яка служила інтерферометром, за своєю схемою була аналогічна досвіду Ллойда з дзеркалом в оптиці. Інтерференція виникала між прямими радіосигнали й сигналами, відбитими від поверхні моря. По суті, метод був тим же самим, що і в зоряному інтерферометрі Майкельсона, але з недоліком, що складається в наявності фіксованої базової лінії. За допомогою тієї ж антени Болтон і Стенлі успішно зареєстрували пелюстки від джерела в Лебедя - сузір'ї, яке піднімалося лише незначно над горизонтом в Сіднеї. Австралійські дослідники знайшли також інші джерела, включаючи невеликий інтенсивне джерело в сузір'ї Тельця. Цей об'єкт поряд з іншими першими «радіозвезди» швидко був ототожнений з Крабовидной туманністю.

Одночасно Мартін Райл і Д. Д. Вонберг в Кембриджі також досліджували випромінювання Сонця. Вони користувалися інтерферометром, який був прямим аналогом інтерферометра Майкельсона (рисунок 1.12, а).

Він мав дві системи антен (дипольного типу), рознесених по горизонталі в напрямку схід-захід, і прийняті сигнали подавалися на приймальний пристрій. На рисунку 1.12, б показаний вид «приймальні полярної діаграми» такого інтерферометра, огинає якої є полярну діаграму одиночної антени. Доцільність застосування такої схеми була пов’язана з тим, що якщо відстань між послідовними мінімумами в цій «двоапертурній» схемі зробити досить великим у порівнянні з кутовим розміром Сонця, то при проходженні полярної діаграмою через Сонце, викликаному обертанням Землі, Сонце на відміну від галактичного фону повинно реєструватися у вигляді кривої, що осцилює.

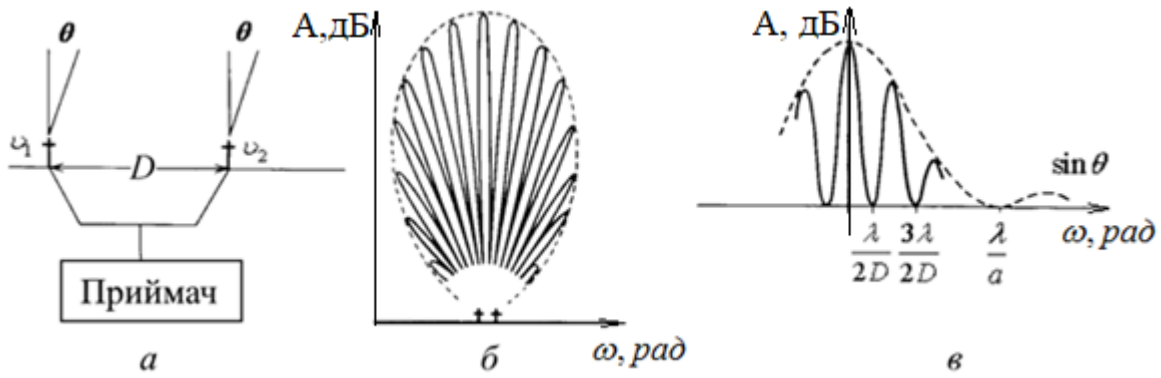


Рисунок 1.12 – Аналог зіркового інторферометра Майкельсона у радіодіапазоні: а – інтерферометр Райлі; б – приймальна полярна діаграма інтерферометру; в – періодична форма синусу θ

Точність в цьому методі оцінюється з урахуванням рисунку 1.12, в, з якого ми знаходимо, що кутовий розмір пелюсток на рисунку 1.12, б дорівнює напівширині центрального максимуму для проглядання HDTV з діаметром, рівним відстані між двома антенами, що утворюють інтерферометр. Іншими словами, по можливості локалізувати джерела і вимірювати їх кутові діаметри інтерферометр можна порівняти зі звичайним параболічних радіотелескопом, якщо його діаметр дорівнює подвоєному відстані між двома антенами інтерферометра.

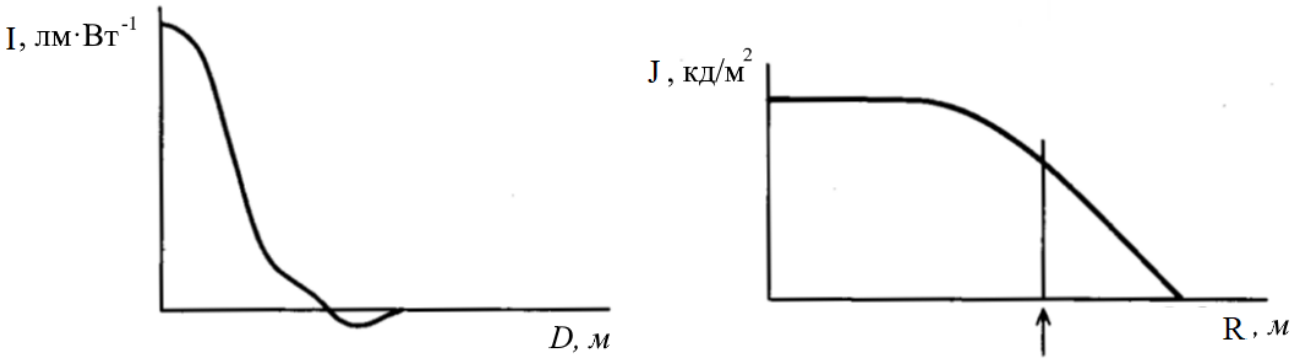


Рисунок 1.13 - Загальний вигляд результатів: а – крива видності; б – радіальний розподіл радіояскравості по диску Сонця

Під час появи в 1946 р великого сонячної плями, коли випромінювання Сонця істотно зросла, Райл і Вонберг скористалися своїм приладом для визначення кутового діаметра радиоисточника на Сонце. Для різних відстаней між антенами вони виміряли ставлення максимуму до мінімуму пелюсток, що утворюють інтерференційну криву. На основі цих результатів вони зробили висновок, що кутовий діаметр джерела становить10′. Так як це значення істотно не перевищувало діаметр візуально спостережуваного сонячної плями, вони зробили висновок, що радиоисточник відноситься до візуального плямі або принаймні пов'язаний з ним.

За допомогою Двухантенний інтерферометра Райл і Сміт відкрили найяскравіший джерело північного неба в Кассіопеї, але не змогли його ототожнити. Вони оцінили, що його кутовий діаметр менше 6′.

Принципи Фур'є в интерферометрии зі змінною базою, що дозволяють отримати фактичну структуру радіоджерела, були закладені Пози з колегами у вищезгаданій роботі. Стейн в Кембриджі використовував для перевірки теорії, розроблені в кінці 40-х років, згідно з якими випромінювання Сонця під час відсутності сонячних плям було надзвичайно сильним в напрямку лімба на хвилях близько 60 см. По суті так само, як для інтерферометра Майкельсона, видность пелюсток була виміряна для відстаней між антенами аж до 365 довжин хвиль. Оскільки орієнтація антеною системи була фіксованою, обчислення повинні були виходити з припущення про кругову симетрії джерела. Фур'є-перетворення кривої видности давало радіальний розподіл інтенсивності. (Строго кажучи, тут повинно бути і перетворення Фур'є-Бесселя.) На рисунку 1.13 показаний загальний вигляд результатів з відсутністю вказівок на уярчения до краю, чого очікували деякі дослідники (стрілкою відзначений край Сонця в оптиці).

Кореляційний принцип методів інтерферометрії грає дуже важливу роль. До нього ми тепер і перейдемо.

υ_1 і υ_2 представляють напруги (рисунок 1.12, а), що приймаються двома антенами і подаються на приймач, вихідний сигнал якого пропорційний середньому від їх добутку. Крім того, υ_1 і υ_2 містять «шумовий» компонент, так як окремі антени мають широку діаграму спрямованості. Через свою різної природи цей шум між антенами не корелює. Тому ми можемо записати:

$$\begin{aligned}\langle \upsilon_1 \upsilon_2 \rangle &= \langle (\upsilon_{u1} + \upsilon_{c1})(\upsilon_{u2} + \upsilon_{c2}) \rangle = \\ &= \langle \upsilon_{u1}\upsilon_{u2} \rangle + \langle \upsilon_{u1}\upsilon_{c1} \rangle + \langle \upsilon_{c1}\upsilon_{u2} \rangle + \langle \upsilon_{c1}\upsilon_{c2} \rangle,\end{aligned} \tag{1.41}$$

де u – індекс некорелюючих сигналів;

c - індекс корелюючих сигналів.

Якщо час усереднення досить велике, то всі члени, за винятком останнього, дорівнюють нулю, так як вони представляють собою твори некорилюючих напружень. Усереднена в часі добуток υ_1 і υ_2 просто має дорівнювати

$$\langle \upsilon_1 \upsilon_2 \rangle = \langle \upsilon_{c1}\upsilon_{c2} \rangle. \tag{1.42}$$

Однак час усереднення має бути кінцевим, шумові флуктуації будуть зберігатися і необхідний сигнал може виявитися малим в порівнянні з непотрібними шумами. Для зниження цього ефекту Райл запропонував метод перемикання фази, при якому одна з антен по черзі підключалася в фазі і протифазі з допомогою відрізка лінії передачі довжиною $\lambda / 2$ (рисунок 1.12, а). Вимірювалася різниця між двома вихідними сигналами, що дозволяло отримати

$$\left\langle \left(\upsilon_1+\upsilon_2\right)^2 \right\rangle - \left\langle \left(\upsilon_1-\upsilon_2\right)^2 \right\rangle = 4\left\langle \upsilon_1\upsilon_2 \right\rangle. \qquad (1.43)$$

Згодом були розроблені більш досконалі методи, але принцип залишається тим же самим.

Інтерферометр в такому вигляді вимірює крос-кореляцію між сигналами на двох антенах як функцію відстані між ними; її перетворення Фур'є представляє просторовий розподіл яскравості джерела.

Для поліпшення кутового дозволу при вивченні розподілу галактичного випромінювання був розроблений ряд різних систем з незаповненою апертурою. Вони мали здатність вимірювати тільки крос-кореляцію (тобто $\left\langle \upsilon_{c1}\upsilon_{c2} \right\rangle$), завдяки чому вдавалося «перемножити» полярні діаграми двох різних антен. Принцип, згідно з яким ефективна площа для отримання двовимірного кутового дозволу не обов'язково повинна бути такою ж, як площа для досягнення даної чутливості, лежить в основі визначення «незаповнена апертура».

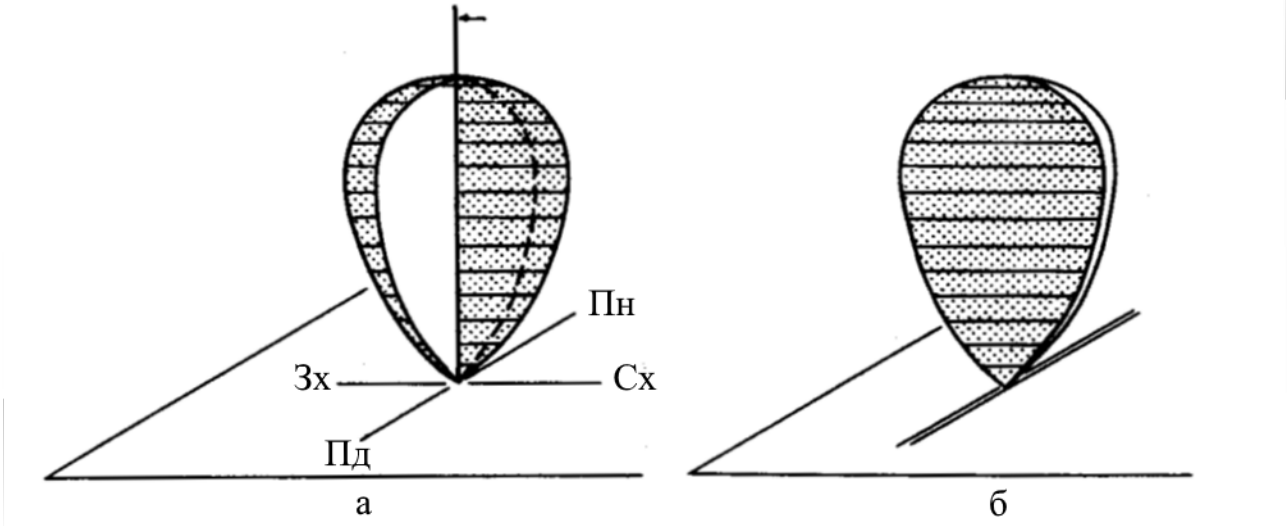


Рисунок 1.14 – Хрест Міллса: а – "олівцева" діаграма спрямованості (показана стрілкою); б – "віялова" діаграма

Райл описав переваги довгих антенних решіток і різних схем перемикання фази для поліпшення параметрів систем. Успішним прикладом реалізації такого підходу став «хрест Міллса» в Австралії, названий по імені його конструктора Б.М. Міллса. Різні види цього інтерферометра були згодом побудовані в ряді країн. Початковий варіант [44] складався з двох взаємно перпендикулярних вузьких «апертур» у вигляді лінійних решіток в напрямках С-Ю і В-З (рисунок 1.14, а). Кожна решітка складалася з 250 диполів (на довжину хвилі 3,5 м), розташованих уздовж плеча довжиною 1500 футів (близько 457 м), і, отже, мала полярну діаграму, що нагадує віяло, як показано на рисунку 1.14, б. При з'єднанні двох «віял» разом в області їх перетину утворюється вузька «олівцева» діаграма спрямованості. Витончений спосіб перемикання дозволив виміряти тільки ті сигнали, які приймалися в межах цієї вузької діаграми. Для

вимірювання положення кута місця діаграми спрямованості між усіма елементами решітки З-Ю підключалися кабелі відповідної довжини - вводилася різницю фаз.

До сих пір ми в найзагальніших рисах описували деякі основні оптичні принципи отримання високої роздільної сили на радіохвилях, а також те, яким чином методи з «незаповненою апертурою» допомагають досягти цієї мети. Але збирає площа цих пристроїв порівняно мала, і це робить їх непридатними для досліджень, що вимагають високої чутливості, там, де критичним фактором є мінімальний потік радіовипромінювання, який система може зареєструвати. Для вирішення складної проблеми проведення оглядів віддалених «радіозірок», пов'язаної з локалізацією слабких сигналів, група Райла з Маллардской радіоастрономічної обсерваторії при Кавендішської лабораторії в Кембриджі першою застосувала інтерферометр зі змінною базою для «апертурного синтезу». Інтерферометр був використаний так, щоб не тільки досягти кутового дозволу, властивого дуже великий одиночної антени, але і наблизитися до неї по чутливості. Метод, детально розроблений в роботі Райла і Хьюіша в 1960 р [56], можна зрозуміти, уявивши собі одиночну велику апертуру, яка розділена на окремі елементарні майданчики (рисунок 1.15). Якщо можна було б виміряти хвильові фронти, що приймаються цими майданчиками, за допомогою розміщується в них по черзі невеликого радіотелескопу відповідної площі і скласти отримані сигнали точно по фазі, то результат був би таким же, як і для всієї апертури. Фази між окремо вимірюваними сигналами можна визначити з парних вимірів на інтерферометрі зі змінною базою. Як можна зрозуміти з малюнка, немає необхідності проводити вимірювання для всіх пар, деякі з них (наприклад, CD) є надлишковими. Вперше цей тип синтезу був реалізований в 1957 р на хвилі 7,9 м з ефективною кутовою роздільною здатністю 1° колегою Райла Д. Х. Блайт.

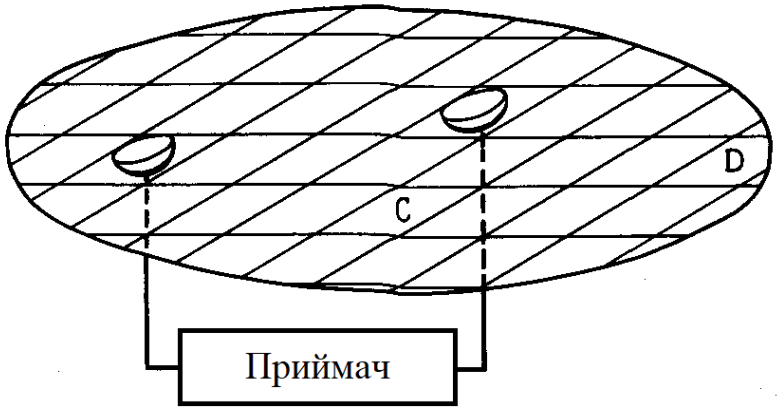


Рисунок 1.15 – До пояснення апертурного синтезу

Оскільки два елементи інтерферометра в апертурному синтезі не обов'язково повинні мати рівні розміри, створювалися різні системи, наприклад велика нерухома антенна решітка з малої поворотною параболічної антеною.

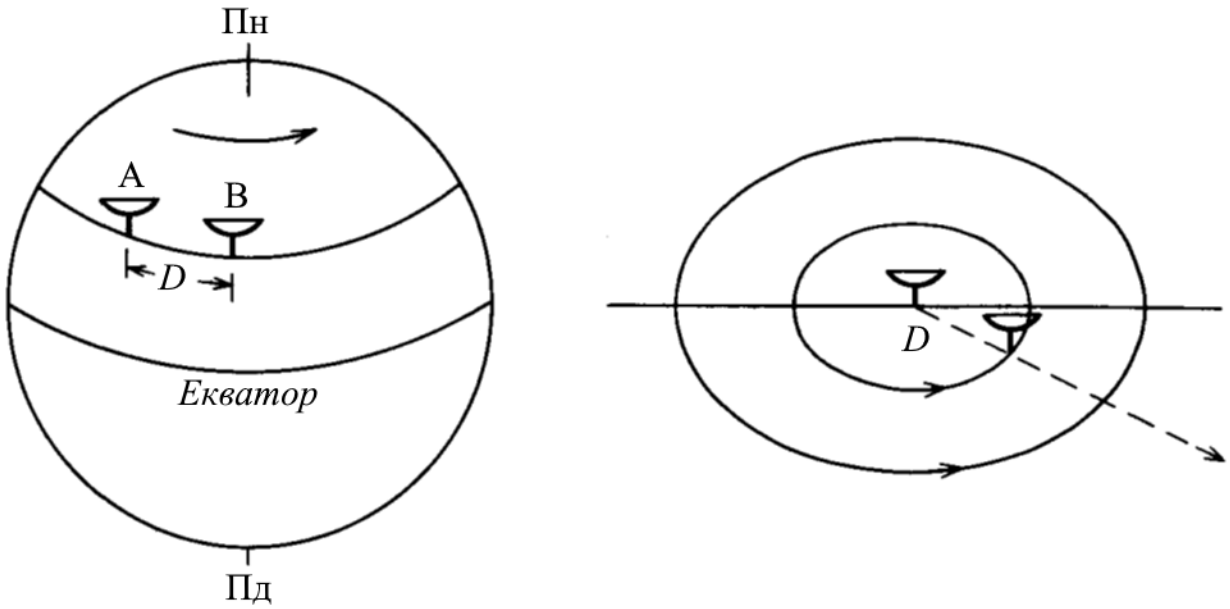
У 1962 р Райл, використавши обертання Землі, поклав початок методу «суперсинтезу». Принцип його показаний на рисунку 1.16, де дві антени інтерферометра А і В рознесені на відстань *D* в напрямку В-З. База разом із Землею обертається кожні 24 год і кожна антена за один оборот проходить всі положення на добовому кільці з радіусом *D* відносно іншої антени.

При різних *D* повністю синтезується круглий майданчик з радіусом, рівним максимальній відстані між двома антенами. (Строго кажучи, ці майданчики є еліптичними, крім як в напрямку на Полярну зірку.)

У цих методах синтезу схема приймача, показана спрощено на рисунку 1.17, дозволяє при кожному значенні *D* і куті проекції бази вимірювати косинусну С (*D*) і синусну S (*D*) компоненти на виході інтерферометричного приймача. Можна показати, що в загальному випадку з використанням експоненціального уявлення можна записати

$$C(D)+iS(D)=\int_{\phi}B(\varphi)\exp(2\pi\imath\Delta\phi/\lambda)d\phi. \qquad (1.44)$$

Тим самим за допомогою Фур'є-перетворення можна обчислити розподіл яскравості $B(\phi)$. Звичайно, на практиці це виглядає і теоретично, і технічно більш складним, ніж випливає з наведеного рівняння. Справа не тільки в тому, що завдання є тривимірною, але також в тому, що антени мають діаграму, яка спотворює відгук типу передбачуваний при отриманні зазначеного рівняння тощо.



а б

Рисунок 1.16 – Суперсинтез:
а — розташування антен у вертикальній площині; б —розташування антен у горизонтальній площині

Для отримання кутового дозволу 0,6″ на хвилі 2 см використовувався п’яти кілометровий телескоп в Кембриджі.

У 1974 р Райл і Хьюіш спільно були удостоєні Нобелівської премії з фізики за свої піонерські дослідження в астрофізика. Райл за свої спостереження і винаходи, зокрема за метод апертурного синтезу, а Хьюіш за вирішальну роль, яку він зіграв у відкритті пульсарів (пульсари були відкриті за допомогою антени іншого типу, великої решітки з 2048 диполів, встановлених на площі 18 км^2, і спеціально побудованої для вивчення швидко мерехтливих радіоджерел, для яких апертурний синтез непридатний за своєю природою).

Для спостереження в найтонших деталях радіогалактик і квазарів в апертурному синтезі наших днів використовуються бази, що тягнуться через континенти і океани. Хоча радіоканали виявилися неприйнятними для відомості сигналів через труднощі з фазової стабільністю, винахід точних атомних годин в кінці 60-х років означало, що сигнали можна записувати окремо на магнітну стрічку. Після цього запису об'єднуються і відтворюються для отримання необхідного інтерферометричного виходу.

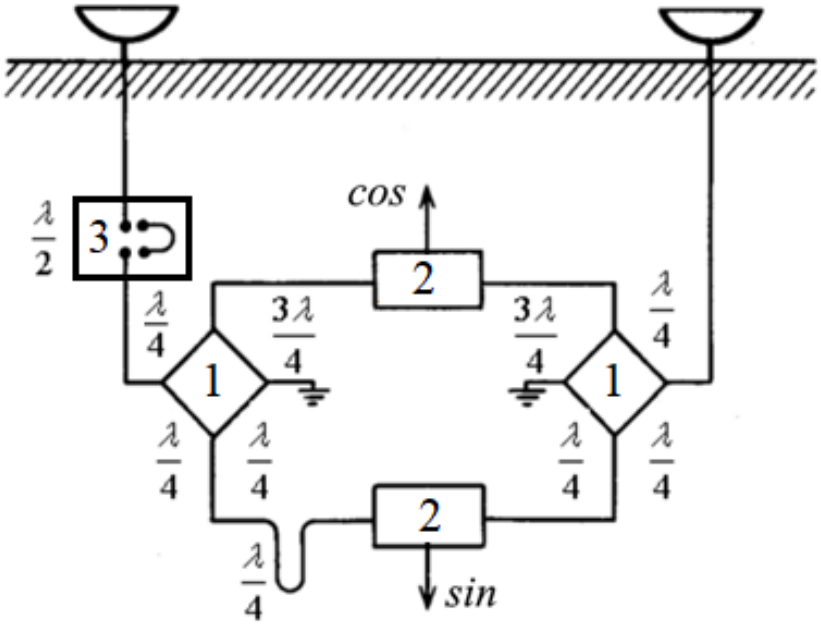


Рисунок 1.17 – Синусна та косинусна компоненти, що забезпечують дані про фазу:
1 — фазообертач; 2— вихідний канал; 3 – антенний комутатор

Однак і в цьому випадку виникають фазові флуктуації, і їх дія еквівалентно тому, що положення максимумів пелюсток стають розпливчастими. Способи подолання цих труднощів застосовні в основному лише в дослідженнях джерел дуже малих розмірів або більш протяжних джерел, що включають яскравий точкове джерело, який може служити в якості фазового репера. Пов'язані з цим обмеження тепер значною мірою подолані за допомогою нового методу. Його принцип був запропонований Р. К. Дженісон в радиообсерватории Джодрелл-Бенк, проте з того часу він перебував у забутті. У 1974 році цей метод був відроджений і застосований в интерферометрии з наддовгими базами А. Е. Роджерсом в США. Зазначений *метод замикання фази* заснований на

тому, що при вимірюванні різниці фаз між парами антен, які утворюють замкнутий контур (наприклад, три пари в трикутнику), і подальшому додаванні цих різниць помилкові ефекти придушуються. При наявності антен, розташованих по всьому світу, стало реальним створення радіотелескопа розміром з Землю, що дає «зображення», вільні від атмосферних та інших ефектів і дозволяють досягти роздільної здатності в 0,0001″. Описуючи перспективні можливості, пов'язані з таким дозволом, можна помітити, що воно приблизно відповідає кутовим діаметром гарячих, які спостерігаються в візуальної області зірок. Їх зображення, отримані навіть з найкращим звичайним оптичним телескопом, сильно замиваються турбулентністю земної атмосфери.

Кореляційні принципи інтерферометричних методів привели до іншого важливого досягнення в астрономії, мається на увазі інструмент, на перший погляд суперечить умовам спостереження інтерференції: в ньому складаються інтенсивності, а не амплітуди [9].

1.5 Фізичні принципи

Принцип роботи первинного радіолокатора простий для розуміння. Однак, теорія може виявитися трохи складніше. Знання теорії важливо для розуміння принципів роботи вузлів і підсистем радара. У створенні та функціонуванні радіолокатора використовуються знання з безлічі дисциплін: від будівництва і важкого машинобудування до електротехніки і високочастотної техніки. Також використовуються техніки обробки електронних сигналів та інформації. Деякі закони природи представляють особливий інтерес.

Вимірювання дальності радіолокатором стає можливим завдяки деяким властивостям поширення радіохвиль.

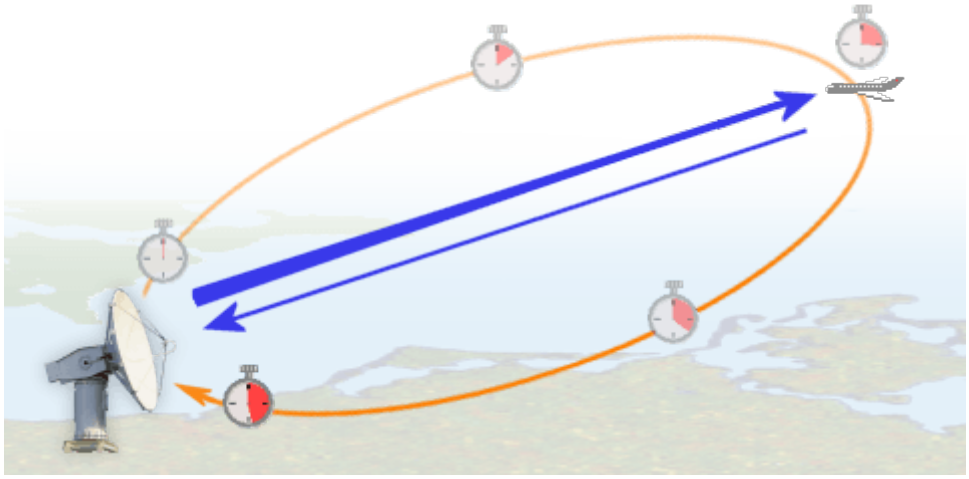


Рисунок 1.18 — Принцип роботи РЛ

Електромагнітні хвилі відбиваються, при зустрічі з проводить поверхнею. Якщо відбита хвиля може бути прийнята в точці, звідки ведеться

випромінювання, це свідчить про наявність перешкоди в напрямі випромінювання.

Електромагнітні хвилі переміщаються з однаковою швидкістю, приблизно рівною швидкості світла, 300000 км/с. Сталість швидкості дозволяє визначити дальність до об'єкту, що відображає (літака, корабля, автомобіля) шляхом вимірювання часу проходження випроміненого імпульсу.

Електромагнітна хвиля переміщається в просторі по прямої, і це властивість змінюється дуже незначно під впливом атмосферних і погодних умов. З використанням спеціальних радіолокаційних антен, ця енергія може бути випромінюючи в бажаному напрямку. Таким чином, можливо виміряти напрямок (азимут і кут місця) на що відображає об'єкт.

Ці принципи можуть бути відносно легко втілені в радіолокаційної системи і дозволять виконувати визначення напрямку, висоти і дальності до об'єкту, що відображає.

Радіолокатор має ряд переваг, порівняно з візуальним спостереженням:

– можливість роботи незалежно від часу доби на великих відстанях;

– можливість спостереження в будь-яких погодних умовах (сніг, дощ, туман і сніг);

– дуже широка область видимості (практично півсфера);

– можливість виявлення рухомих об'єктів, спостереження цілей з високою роздільною здатністю і визначення типу об'єкта, що спостерігається;

– можливість роботи 24 години на добу, 7 днів на тиждень.

Принцип роботи радіолокатора дуже схожий на принцип відображення звукових хвиль. Якщо крикнути в напрямку об'єкта, здатного відображати звук (наприклад, каньйон або печера), ви почуєте відлуння. Якщо вам відома швидкість поширення звуку в повітряному просторі - ви зможете визначити напрямок і дальність до такого об'єкта. Час, потрібний для того, щоб ви почули відлуння, можна грубо перерахувати в відстань, якщо вам відома швидкість поширення звуку.

Радіолокатор використовує електромагнітні імпульси так, як це показано на рисунку 1. Електромагнітна енергія проходить від випромінювача до об'єкту, що відображає. Невелика частина відбитої енергії повертається в точку установка випромінювача. Ця енергія називається ЕХО, точно так же, як і у випадку зі звуковою хвилею. Радіолокатори використовують відлуння щоб визначити напрямок і дальність до об'єкту, що відображає.

Термін «Радар» офіційно вперше використаний Самюелем Такером і Ф.Р Фюртом з ВМС США в листопаді 1940 року. Акронім був прийнятий до використання Союзними Силами у Другій світовій війні і, таким чином, набув міжнародного визнання.

Він означає електронне обладнання, що використовується для визначення місця розташування об'єктів з використанням відображення електромагнітної енергії. При деяких умовах, радіолокатори можуть вимірювати напрямок, висоту, курс, швидкість і дальність до цих об'єктів. Для частоти електромагнітних хвиль, використовуваних в радіолокації, не мають значення наявність світла і атмосферні умови. Це дозволяє радіолокаційним системам

визначати положення літаків, кораблів і перешкод, які невидимі неозброєним оком через дальності, темряви або погодних умов.

Сучасні радари можуть отримувати набагато більше інформації з луна-сигналу, ніж просто дальність до цілі. Але Вимірювання дальності шляхом вимірювання часу проходження сигналу залишається однією з найважливіших функцій.

Базова побудова радіолокатора

На наступному рисунку зображена блок-схема первинного радіолокатора. Антена радара опромінює мета високочастотним сигналом. Відбитий сигнал (також званий луна), приймається приймальною антеною. Випромінюється сигнал генерується передавачем високої потужності, а для обробки відбитого використовується високочутливий приймач.

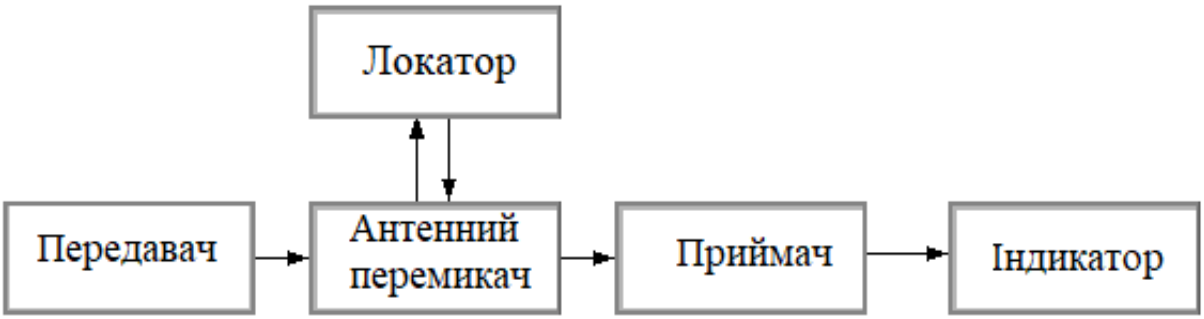


Рисунок 1.19 — Блок-схема роботи радіолокатора

Всі цілі виробляють дифузне відображення (відображена потужність поширюється одночасно в безліч напрямків). Відбитий сигнал також називається розсіюванням. Зворотним розсіюванням називається відображення, яке переміщається в напрямку, протилежному випромінювання сигналу.

Радіолокаційні сигнали можуть бути відображені на індикаторі кругового огляду (ІКО) або інших, новіших системах відображення. На ІКО відображається обертається вектор, початок якого знаходиться в точці установки радіолокатора, який вказує поточний стан антени і, таким чином, напрямок на ціль.

Передавач радіолокатора генерує короткий радіоімпульс високої потужності, що випромінюється антеною в простір.

Дуплексер підключає до антени передавач або приймач (тільки один пристрій може використовуватися в конкретний момент часу). Перемикання важливо, так як неприпустиме попадання високої потужності передавача на вхід приймача.

Приймач приймає і виконує демодуляцію отриманих радіочастотних сигналів. На виході приймача відеоімпульси.

Антена випромінює енергію передавача в простір із заданою ефективністю і розподілом. Аналогічно приймає відбитий сигнал.

Індикатор надає спостерігачеві зручне, безперервне графічне відображення цілей. Радіолокаційний дисплей (в даному випадку ІКО) відображає позначки в місці прийому ехосигналів. Чим більше часу пройшло між випроміненим і прийнятим імпульсом, тим далі від центру екрану буде відмітка. Напрямок вектора на екрані в точності збігається з поточним становищем антени.

Радіолокаційне покриття характеризує область повітряного простору, контрольовану радіолокатором або мережею радіолокаторів.

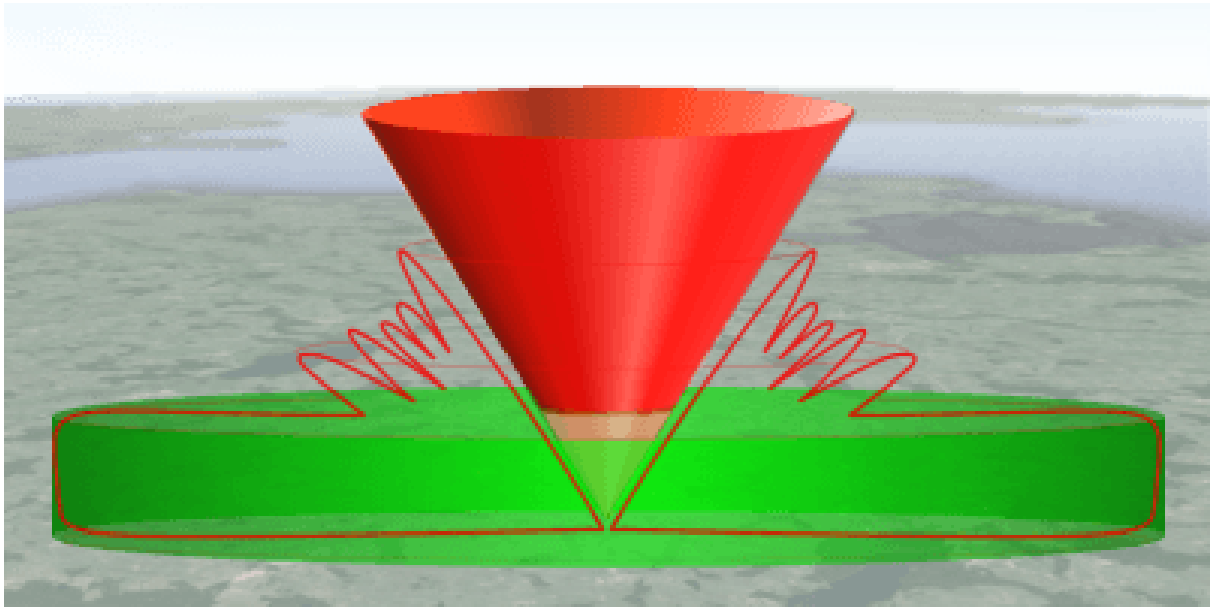


Рисунок 1.20 — Радіолокаційне покриття одиночного радіолокатора

Сплюснутий циліндр, зображений на рисунку 1.20, має відносно гладку поверхню нижньої основи за умови плоскої земної поверхні. Викривлення цієї поверхні характеризується кутом близько половини градуса. Низьковисотне покриття (радіолокаційне покриття на малих висотах) обмежується кривизною земної поверхні, яка призводить до утворення зони тіні. Крім цього, на формування сліпих зон впливають нерівності рельєфу місцевості (пагорби, гори, западини). Незважаючи на велику кількість об'єднаних в загальну мережу радіолокаторів, завжди буде існувати область низьких висот, в межах якої виявлення цілей буде утруднено або зовсім неможливо. Однак скористатися наявністю такої галузі на практиці буває досить важко для пілотів, оскільки потрібно точно знати куди рухатися в той чи інший момент, щоб не потрапити в зону дії якогось радіолокатора.

У двокоординатних радіолокаторах часто використовуються антени з косеканс-квадратної діаграмою спрямованості. Головний промінь (пелюстка) такої діаграми нагадує прямокутник із закругленими вершинами, який обертається навколо вертикальної осі. Таким чином, над поверхнею Землі формується область простору в формі сплюснутого циліндра (виділено зеленим кольором) на рисунку 1.20, в межах якої забезпечується виявлення цілі

радіолокатором. Для радіолокаторів системи управління повітряним рухом такої циліндр має діаметр близько 120 морських миль (220 км) і висоту близько 10000 футів (3000 м).

Як правило, радіолокатор не призначений для виявлення повітряних об'єктів безпосередньо над його антеною. Над радіолокатором існує область простору (зона), в межах якої мета не виявляється. Таку зону називають сліпою зоною. Сліпа зона має форму перевернутого конуса, кут при вершині якого тим більше, чим менше ширина діаграми спрямованості антени радіолокатора в вертикальній площині (для косеканс-квадратної форми іноді використовують назву «задній скіс»). Отже, задній скіс відноситься до числа важливих параметрів антени. Якщо він буде невеликим, то повітряні цілі будуть раніше пропадати із зони виявлення в міру наближення їх позиції радіолокатора.

Для більшості радіолокаторів радіус конуса сліпої зони приблизно дорівнює подвоєною висоті польоту цілі. Це означає, що, наприклад, здійснює політ на висоті 1 0000 футів (3 000 м) мета увійде в сліпу зону на дальності 3,25 морської милі (6000 м). Для виявлення цілей, що знаходяться в сліпій зоні радіолокатора, використовують інший радіолокатор або кілька радіолокаторів, які перебувають на деякій відстані (близько ста миль).

1.6 Діапазони радіохвиль

Спектр електромагнітних хвиль простягається до частот вище за 10^{24} Гц. Цей дуже широкий складний діапазон ділиться на піддіапазони з різними фізичними властивостями.

Поділ частот по піддіапазону раніше виконувався відповідно до історично склавшихся критеріїв і в даний час застаріли. Це призвело до виникнення сучасної класифікації діапазонів частот, яка в даний час використовується на міжнародному рівні. Однак в літературі все ще можна зустріти традиційно сформовані назви діапазонів частот.

На рисунку 1.20 зображено діапазон частот, зайнятий електромагнітними хвилями, і показано його розподіл на піддіапазони.

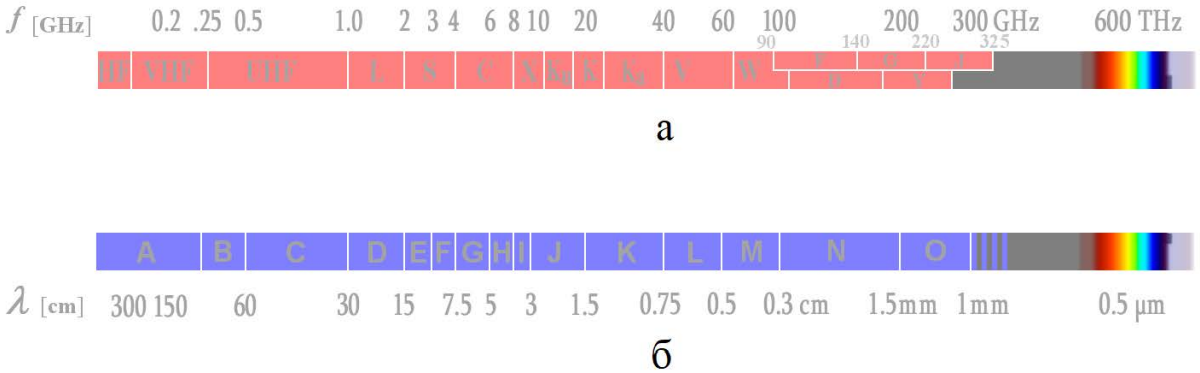


Рисунок 1.21 — Діапазони радіохвиль:
а – лінійка частот; б – лінійка довжин хвиль

У верхній частині (рисунок 1.21 а) показано розподіл спектра електромагнітних хвиль, що склалося історично і офіційно прийняте Інститутом інженерів з електротехніки та електроніки (Institute of Electrical and Electronic Engineer, IEEE). У нижній частині (рисунок 1.21 б) показано сучасну класифікацію діапазонів частот, прийнятих для використання в структурах НАТО. Видно, що кордони частотних діапазонів в цих двох класифікаціях не завжди збігаються.

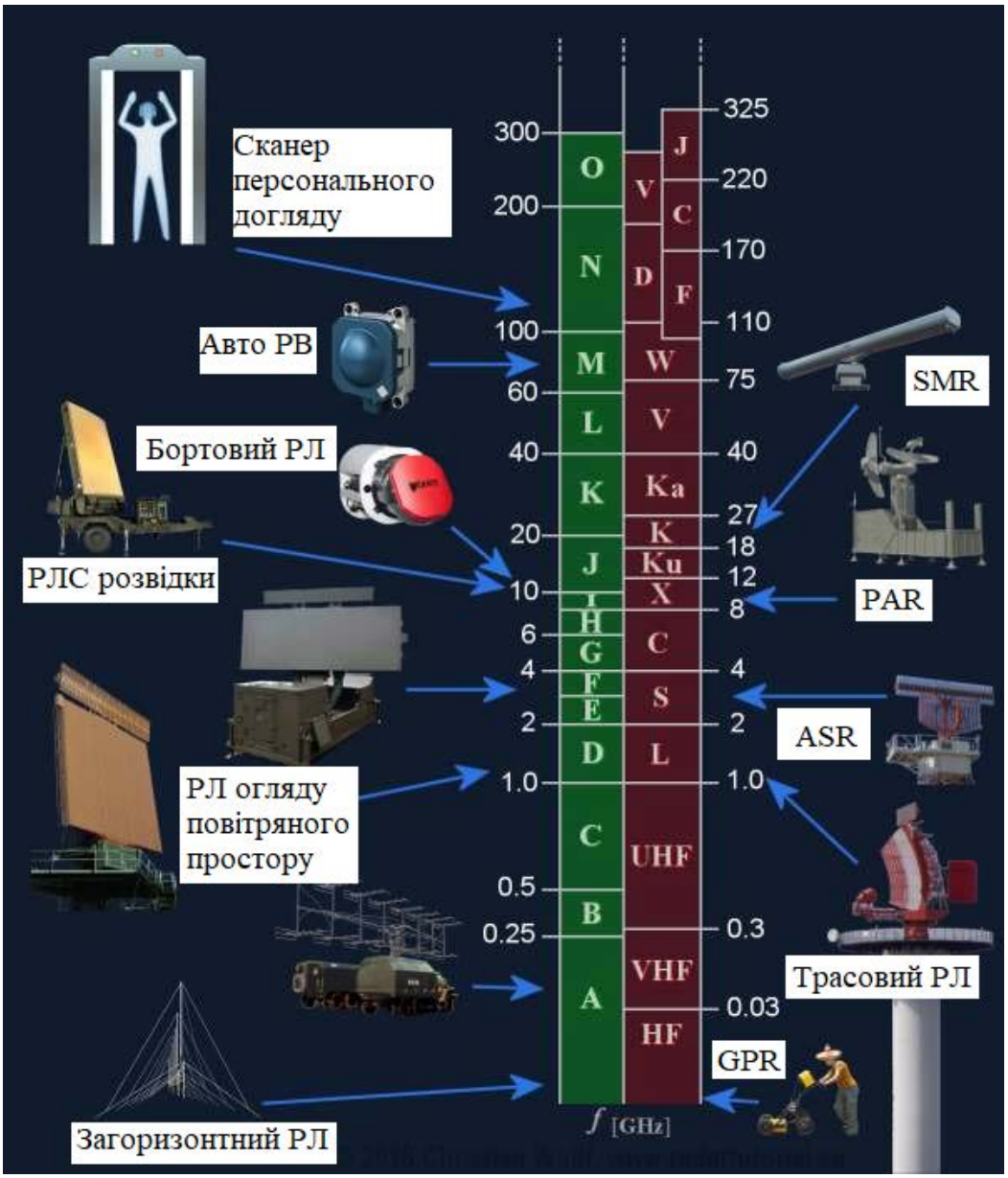


Рисунок 1.22 — Приклади систем та робочих діапазонів

Діапазони та піддіапазони частот називають великими літерами. Такий підхід виник ще на зорі радіолокації, коли точне значення робочої частоти радіолокаційного засобу намагалися тримати в таємниці.

Радіолокаційні системи працюють в широкому діапазоні випромінюваних частот. Чим вище робоча частота радіолокатора, тим сильніше впливають на поширення електромагнітних хвиль атмосферні явища, такі як дощ чи хмари. Але одночасно з цим на більш високих частотах досягається найкраща точність роботи радіолокаційного засобу. На рисунку 1.21 показані діапазони частот електромагнітних хвиль, що використовуються радіолокаційними засобами.

Розглянемо А- і В-діапазони (ВЧ і НВЧ). У російськомовній літературі ці діапазони називають діапазоном високих частот (ВЧ) і діапазоном дуже високих частот (ДВЧ, іноді - метровим діапазоном), в англомовній - діапазоном HF (High Frequency) і діапазоном VHF (Very High Frequency).

Ці радіолокаційні діапазони нижче 300 МГц мають давню історію застосування, оскільки саме в цих діапазонах активно розвивалися радіотехнології в роки Другої світової війни. В даний час ці частоти використовуються в радіолокаторах раннього виявлення і так званих загоризонтних радіолокаторах (Over The Horizon, OTH). Для таких низьких частот легше будувати високопотужні передавачі. Загасання електромагнітних хвиль на таких частотах менше, ніж при використанні більш високих частот. З іншого боку, точність таких радіолокаторів обмежена, оскільки низькі частоти вимагають антен з дуже великими фізичними розмірами, що визначає точність вимірювання і роздільну здатність по кутових координатах. Крім того, ці діапазони частот використовуються і іншими службами, зв'язком і радіомовленням, тому смуга частот для радіолокаторів обмежена (що, знову ж таки впливає на точність і роздільну здатність).

Однак, останнім часом, інтерес до використання цих діапазонів частот в радіолокації повертається, оскільки на цих частотах технології зниження радіолокаційної помітності Stealth не забезпечують необхідного ефекту.

Розглянемо С-діапазон (УВЧ). Цей діапазон називається діапазоном ультрависоких частот (УВЧ) або дециметровому діапазоном. В англомовній літературі - Ultra High Frequency (UHF).

Існує не так багато радіолокаційних систем, розроблених для цього частотного діапазону (від 300 МГц до 1 ГГц). Ці частоти добре підходять для радіолокаційного виявлення і супроводу супутників і балістичних ракет на великих відстанях. Радіолокатори, що працюють в цьому діапазоні частот, використовуються для раннього виявлення і попередження про цілі як, наприклад, оглядовий радіолокатор в системі протиповітряної оборони середньої дальності MEADS (Medium Extended Air Defense System). Деякі метеорологічні радіолокаційні системи, наприклад, призначені для побудови профілю вітру, працюють в цьому діапазоні, оскільки поширення електромагнітних хвиль на таких частотах слабо залежить від хмар і дощу.

Нові технології надширокосмугових радіолокації (Ultrawideband, UWB) використовують всі частоти від А- до С-діапазону. Надширокосмугові радіолокатори випромінюють дуже короткі імпульси на всіх частотах одночасно. Вони використовуються для неруйнівного контролю матеріалів і об'єктів, а також як радіолокатори підповерхневого зондування (Ground Penetrating Radar, GPR), наприклад, для археологічних досліджень.

Розглянемо D-діапазон (L-діапазон). Цей частотний діапазон (від 1 до 2 ГГц) є кращим для роботи радіолокаторів далекого виявлення з дальністю дії до 250 морських миль (близько 400 кілометрів). Вони випромінюють імпульси високої потужності з широким спектром і, найчастіше, з внутрішньо імпульсною модуляцією. Внаслідок кривизни земної поверхні максимальна дальність виявлення обмежена для цілей, які перебувають на малих висотах. Такі цілі, у міру збільшення дальності, дуже швидко зникають за радіогоризонта.

У цьому діапазоні частот працюють радіолокатори далекого виявлення в системі управління повітряним рухом, такі як трасовий оглядовий радіолокатор (Air Route Surveillance Radar, ARSR). При об'єднанні з моноімпульсним вторинним оглядовим радіолокатором (Monopulse Secondary Surveillance Radar, MSSR) вони використовують відносно велику повільно обертається антену.

Якщо букву L мати на увазі як першу в слові Large (великий), то позначення L-діапазон є гарною мнемонічною римою для великого розміру антени або великої дальності дії.

Розглянемо E / F-діапазон (S-діапазон). У цьому діапазоні атмосферний ослаблення вище, ніж в D-діапазоні. Радіолокатор, що працює в цьому діапазоні, потрібно значно більша яку випромінює потужність для того, щоб досягти хороших значень максимальної дальності дії. Як приклад можна привести радіолокатор середньої потужності MPR (Medium Power Radar) з імпульсною потужністю 20 МВт. У цьому частотному діапазоні вплив погодних умов сильніше, ніж в D-діапазоні. Тому кілька метеорологічних радіолокаторів працюють в E / F-діапазоні але, в основному, в тропічних і субтропічних кліматичних зонах, оскільки тут вони можуть «бачити» за межами сильного шторму.

Спеціальні аеродромні оглядові радіолокатори (Airport Surveillance Radar, ASR) використовуються в аеропортах для виявлення і відображення положення літаків у повітряному просторі аеропортів, в середньому, на дальностях 50 ... 60 морських миль (близько 100 км). Аеродромні радіолокатори визначають положення літаків і погодні умови в районах як цивільних, так і військових аеродромів.

Позначення S-діапазону (Small, Short - малий, короткий), на противагу позначенню L-діапазону, може трактуватися як позначення менших розмірів антен або меншої дальності дії.

Розглянемо G-діапазон (C-діапазон). В G-діапазоні (від 4 до 8 ГГц) працюють багато військових мобільних радіолокаторів (огляду поля бою, управління зброєю і наземної розвідки) з малої і середньої дальністю дії. Розміри антен забезпечують відмінну точність вимірювання і роздільну здатність і, при цьому, будучи порівняно невеликими, не перешкоджають швидкому переміщенню. Вплив погані погодні умови дуже суттєво. Тому в радіолокаторах цього діапазону, призначених для роботи з повітряним об'єктів, часто застосовуються антени з круговою поляризацією. Цей діапазон частот відведений для більшості типів метеорологічних радіолокаторів, які

використовуються для виявлення опадів в помірних кліматичних зонах, таких як Європа.

Розглянемо I / J-діапазон (X- і Ku-діапазони). У цьому діапазоні частот (від 8 до 12 ГГц) співвідношення між використовуваної довжиною хвилі і розміром антени істотно краще, ніж в діапазонах більш низьких частот. I / J-діапазон є порівняно поширеним у військових цілях, таких як бортові радіолокатори, що забезпечують функції перехоплення повітряної цілі і ведення вогню по ній, а також атаки наземних цілей. Дуже малий розмір антени визначає хорошу застосовність. Системи наведення ракет в I / J-діапазоні мають прийнятні розміри для комплексів, для яких важливі мобільність і малу вагу, а велика дальність дії не є основною вимогою.

Цей діапазон частот широко використовується в морських навігаційних радіолокаторах як цивільного, так і військового застосування. Невеликі і недорогі антени з високою швидкістю обертання забезпечують значні максимальні дальності дії і високу точність. У таких радіолокаторах використовуються волновідно-щілинні і невеликі смугові антени, розміщені, як правило, під антенними обтікачами.

Крім перерахованого, цей частотний діапазон поширений в космічних і бортових радіолокаторах побудови зображень, заснованих на антенах з синтезованими апертурами (Synthetic Aperture Radar), призначених як для цілей військової електронної розвідки, так і для цивільного географічного картографування.

Спеціалізовані радіолокатори зі зворотно синтезованою апретурою (Inverse Synthetic Aperture Radar, ISAR) використовуються в морських повітряних засобах контролю забруднення.

Розглянемо K-діапазон (K- і Ka-діапазони). Чим вище частота, тим сильніше атмосферний поглинання і загасання електромагнітних хвиль. З іншого боку потенційна точність і роздільна здатність теж зростають. Радіолокаційні системи, що працюють в цьому діапазоні, забезпечують невелику дальність дії, але дуже високий дозвіл і високу швидкість оновлення даних. У системах управління повітряним рухом такі системи використовуються як радіолокатори управління наземним рухом (Surface Movement Radar, SMR) або (як частина) обладнання для виявлення на поверхні аеропорту (Airport Surface Detection Equipment, ASDE). Використання коротких зондувальних імпульсів тривалістю в кілька наносекунд забезпечує дозвіл по дальності, при якому на екрані радіолокатора можна розпізнати контур літака або наземного транспортного засобу.

Розглянемо V-діапазон. Внаслідок явища розсіювання на молекулах (вплив вологості повітря) загасання електромагнітних хвиль в цьому діапазоні дуже висока. Радіолокаційні застосування тут обмежені дальністю дії в кілька метрів.

Розглянемо W-діапазон. У цьому діапазоні спостерігаються два явища: максимальне загасання поблизу 75 ГГц і відносний мінімум на частоті близько 96 ГГц. Обидва ці ефекти використовуються на практиці. В автомобілебудуванні невеликі вбудовані радіолокаційні засоби працюють на частотах 75 ... 76 ГГц в паркувальних помічниках, для перегляду сліпих зон і

помічниках гальмування. Висока загасання (вплив молекул кисню O2) знижує рівень перешкод від таких радіолокаційних засобів.

Радіолокаційні установки, що працюють на частотах від 96 до 98 ГГц, використовуються в якості лабораторного обладнання. Вони дозволяють отримати уявлення про застосування радіолокації на надзвичайно високих частотах, таких як 100 ГГц.

2 АЛГОРИТМ ФОРМУВАННЯ ЗОБРАЖЕНЬ У НАДШИРОКОСМУГОВИХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ АКТИВНОГО АПЕРТУРНОГО СИНТЕЗУ З ВИКОРИСТАННЯМ СТОХАСТИЧНИХ ЗОНДУЮЧИХ СИГНАЛІВ

2.1 Постановка задачі

Відмінною особливістю сучасних радіотехнічних систем літальних апаратів є їх когнітивність, багатофункціональність і адаптація до вирішення нових оперативно виникаючих завдань. Це завдання виявлення і супроводу множинних цілей у верхній і нижній півсферах, а також завдання картографування рельєфу, повітряної і космічної розвідки, управління ракетною зброєю тощо.

Основою таких систем є підкрильні, підфюзеляжні чи інші антенні решітки (АР) і відповідна просторово-часова обробка сигналів, які і забезпечують багатофункціональність систем і відповідну адаптацію алгоритмів і структур сигналів до виникаючих завдань.

Останнім часом все більшої актуальності набувають завдання пов'язані із застосуванням просторово-часової обробки надширокосмугових сигналів. Значний інтерес представляють завдання формування зображень просторово-протяжних об'єктів з використанням стохастичних надширокосмугових сигналів у вигляді відрізків стаціонарних випадкових процесів, що володіють хорошими кореляційними властивостями і функціями невизначеності кнопкового виду.

Найбільш ефективними методами формування зображень в активній радіолокації є методи синтезування апертури, які полягають у когерентному накопиченні сигналів в процесі руху літального апарату. У системах пасивної радіолокації і радіоастрономії, що приймають стохастичні сигнали від джерел їх власного радіотеплового випромінювання, ефективними методами формування зображень є методи апертурного синтезу, які полягають в раціональному використанні області спостереження та прийому сигналів просторово-розподіленими антенами системами. Ці методи мають певні відмінності.

У пасивних методах не завжди враховується взаємний рух джерела випромінювання і області його реєстрації і відповідне накопичення сигналів. Однак, в ряді випадків представляє інтерес використання методів апертурного синтезу, що застосовуються в пасивній радіолокації і радіоастрономії для побудови зображень активними радіолокаційними станціями (РЛС), зондувальні сигнали в яких представляють собою шумоподібні стохастичні сигнали у вигляді відрізків корельованого випадкового процесу. Зокрема представляє інтерес побудова зображень поверхні в мертвій зоні під літальним апаратів в околиці кутів зондування, близьких до вертикальних.

Схема формування зображення під літаком поблизу кутів, близьких до вертикальних показана на рисунку 2.1. У цій зоні роздільна здатність по дальності практично відсутня. Тому роздільну здатність елементів поверхні за

двома декартовими координатами можна отримати тільки за рахунок реалізації роздільної здатності по кутових координатах методами апертурного синтезу, подібними до тих, які використовуються, наприклад, в пасивній радіолокації і радіоастрономії.

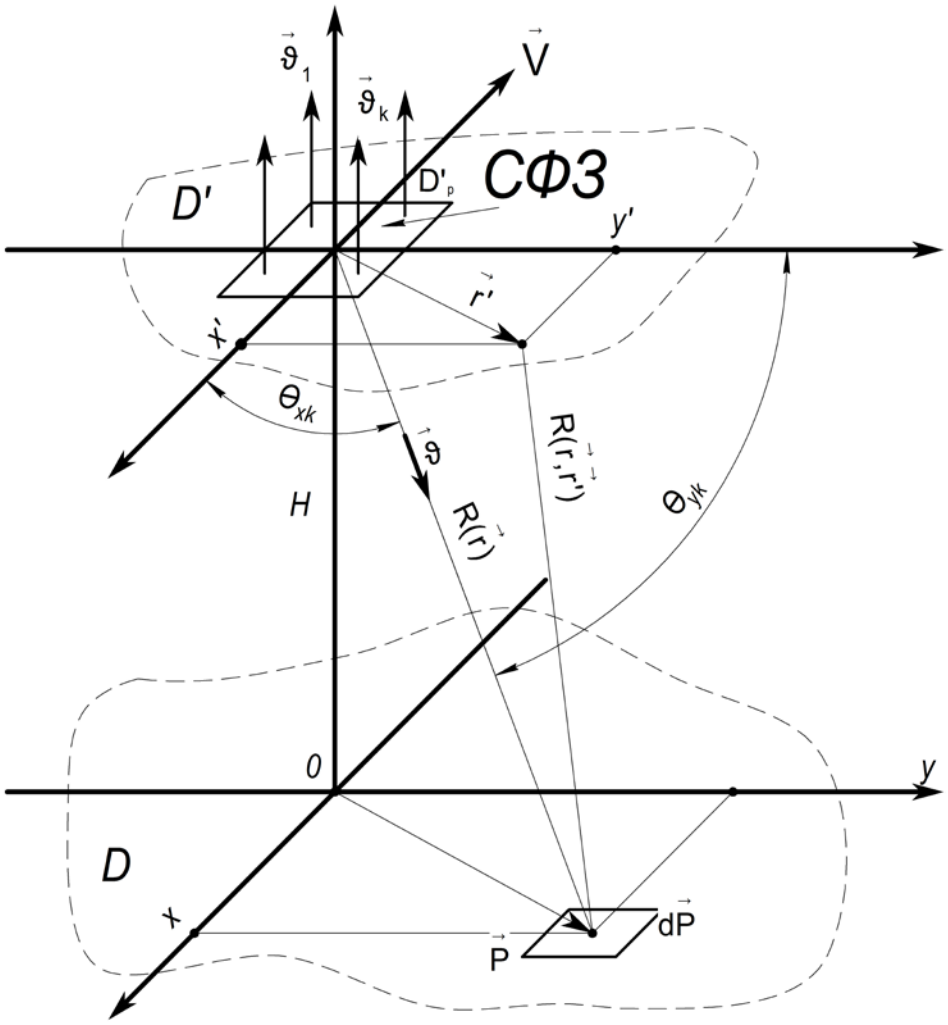


Рисунок 2.1 — Геометрія зондування поверхні з використанням НШС сигналу

На рисунку 2.1 D — це досліджувана поверхня, $\vec{r} = (x, y) \in D$, D' — область спостереження (вважаємо плоскою) $\vec{r}' = (x', y') \in D'$, СФЗ — система формування зображення.

СФЗ може бути системою сканування, системою паралельного огляду, що покриває поверхню безліччю променів, системою, що відновлює зображення по функціям когерентності тощо. Виходи СФЗ наближено відповідають кутовим положенням елементів поверхні $d\vec{r}$, що визначаються направляючими косинусами $\left(\vec{\vartheta}_1, \vec{\vartheta}_2, \cdots, \vec{\vartheta}_k, \cdots, \vec{\vartheta}_N\right)$, і, відповідно, елементам (пікселям) сформованого зображення.

Залежно від призначення СФЗ і ступеня складності рішення задачі на кожному з цих виходів формуються сигнали, пропорційні або комплексним

амплітудам коливань прийнятих з напряму $\vec{\vartheta}_k$ (когерентне зображення), або їх середньої потужності (некогерентного зображення).

Зондуючий стохастичний сигнал $s(t)$ у вигляді відрізка шумового випадкового процесу доцільно представити в спектральної формі у вигляді зворотного перетворення Фур'є його спектральної щільності комплексної амплітуди $\dot{S}(j2\pi f)$

$$s(t) = \mathbb{F}_{f\to t}\left[\dot{S}(j2\pi f)\right]. \tag{2.1}$$

Сигнал, відбитий від елемента поверхні $d\vec{r} = dxdy$ в околиці точки P приходить в точку $\vec{r}'$ з запізненням

$$\left.\begin{array}{c} t_z = \dfrac{R\left[\vec{r}\left(\vec{\vartheta}\right),\vec{r}'\right]}{c} \approx \dfrac{2R\left[\vec{r}\left(\vec{\vartheta}\right),0'\right] - \vec{\vartheta}\vec{r}'}{c}, \\ \vec{\vartheta}\vec{r}' = \vartheta_x x' + \vartheta_y y'. \end{array}\right\}, \tag{2.2}$$

де $\vec{\vartheta}\vec{r}'$ — скалярний добуток векторів $\vec{\vartheta}$ та $\vec{r}'$.

Сумарне поле, створене всіма елементами поверхні в області спостереження $\vec{r}' \in D'$ можна наближено представити в такому вигляді

$$\left.\begin{array}{c} s(\vec{r}',t) = V_F^{-1}\left[\dot{S}\dot{F}\left(\vec{\vartheta}, f\right)\right] = \displaystyle\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}\dot{F}\left(\vec{\vartheta}, f\right)\exp\left\{j2\pi f\left[t + c^{-1}\vec{\vartheta}\vec{r}'\right]\right\} dfd\vec{\vartheta}, \\ \dot{S}\dot{F}\left(\vec{\vartheta}, f\right) = \dot{S}(j2\pi f)\dot{F}\left(\vec{\vartheta}, f\right). \end{array}\right\}, \tag{2.3}$$

У виразі (2.3) $\dot{S}\dot{F}\left(\vec{\vartheta}, f\right)$ — комплексна спектральна функція зображення, яку в цілому для спрощення математичних записів разом зі спектром зондуючого сигналу $\dot{S}(j2\pi f)$ будемо вважати когерентним зображенням поверхні; $\dot{F}\left(\vec{\vartheta}, f\right)$ — питомий (віднесений до об'єму $dfd\vec{\vartheta}$) коефіцієнт розсіювання (відображення) елемента поверхні $d\vec{r} = dxdy$, площа якого перерахована до елементу тілесного кута $d\vec{\vartheta} = d\vartheta_x d\vartheta_y$. Цей коефіцієнт як комплексна функція кутових координат являє собою справжнє когерентне зображення поверхні на певній частоті f. Як функцію частоти f цей коефіцієнт на різних частотах можна в цілому розглядати як спектр когерентних зображень. Однак, що міститься в ньому фазову інформацію врахувати важко. Тому в отриманій формулі комплексний множник, що містить

важко визначні набіги фаз на відстанях $2R\left[\vec{r}\left(\vec{\vartheta}\right),0'\right]$, також для спрощення записів віднесений до цього коефіцієнту.

За змінною f спектральна функція $\dot{SF}\left(\vec{\vartheta},f\right)$ є двосторонньою, тобто визначена в області $f\in\left(-\infty,\infty\right)$, а по змінній $\vec{\vartheta}$ в колі $\vec{\vartheta}_x^2+\vec{\vartheta}_y^2\le 1$. Формально межі інтегрування по змінній $\vec{\vartheta}$ поширені на $\pm\infty$.

Можна показати, що функція $s\left(\vec{r}',t\right)$ є зворотним V_F-перетворенням когерентного зображення $\dot{SF}\left(\vec{\vartheta},f\right)$. V_F-перетворення при нескінченних межах інтегрування зворотні,

$$f^{-2}c^2\dot{SF}\left(\vec{\vartheta},f\right)=V_F\left[s\left(\vec{r}',t\right)\right]=$$
$$=\int_{-\infty}^{+\infty}\int s\left(\vec{r}',t\right)\exp\left\{-j2\pi f\left(t+c^{-1}\vec{\vartheta}\vec{r}'\right)\right\}dtd\vec{r}'. \qquad (2.4)$$

Для комплексного аналітичного сигналу $\dot{s}\left(\vec{r}',t\right)=s\left(\vec{r}',t\right)+js_{\perp}\left(\vec{r}',t\right)$

$$\dot{s}(\vec{r}',t)=\int_0^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty}2\dot{SF}(\vec{\vartheta},f)\exp\left\{j2\pi f[t+c^{-1}\vec{\vartheta}\vec{r}']\right\}d\vec{\vartheta}df=V_F^{-1}\left[2\dot{SF}(\vec{\vartheta},f)\right], \qquad (2.5)$$

$$f^{-2}c^2\,2\dot{SF}\left(\vec{\vartheta},f\right)=V_F\left[\dot{s}\left(\vec{r}',t\right)\right]=\int_{-\infty}^{+\infty}\int\dot{s}\left(\vec{r}',t\right)\exp\left\{-j2\pi f\left(t+c^{-1}\vec{\vartheta}\vec{r}'\right)\right\}dtd\vec{r}'. \qquad (2.6)$$

Тут $s_{\perp}\left(\vec{r}',t\right)$ — спряжений процес, пов'язаний за змінною t з процесом $s(\vec{r}',t)$ перетвореннями Гільберта. Спектральна функція $\dot{SF}(\vec{\vartheta},f)=0$ зображення при $f<0$ і подвоєна в області позитивних частот.

Суттєвою цінністю V_F-перетворень є їх придатність для опису і аналізу надширокосмугових просторово-часових полів і систем. Для вузькосмугових полів при виконанні умови просторово-часової вузькосмуговості, яке також називають умовою квазімонохроматичного наближення, $fc^{-1}\vec{\vartheta}\vec{r}'\approx f_0c^{-1}\vec{\vartheta}\vec{r}'$, де f_0 — центральна частота в спектрі вузькосмугового сигналу. В цьому випадку перетворення (2.5) та (2.6) перетворюються в класичні тривимірні перетворення Фур'є, широко використовувані в задачах дистанційного зондування, пасивної радіолокації і радіоастрономії.

Відбиті сигнали від поверхні будемо вважати випадковими, перш за все, в силу випадкової структури її нерівностей, а також у зв'язку зі стохастичною природою зондуючого сигналу. Спектральні компоненти зондуючого сигналу, як стаціонарного випадкового процесу некорельовані між собою,

$$\left\langle \dot{S}(f_1)\dot{S}^*(f_2)\right\rangle = G(f_1)\delta(f_1 - f_2), \tag{2.7}$$

де $G(f)$ — енергетичний спектр випромінюваного сигналу, дБ.

З огляду на те, що різні елементи статистично нерівної поверхні (трава, чагарники, рілля тощо), що перевищують довжину хвилі дають практично незалежні між собою відображення, можна вважати, що значення коефіцієнта розсіювання при різних кутах незалежні:

$$\left\langle \left[\dot{F}(\vec{\vartheta}_1, f)\dot{F}^*(\vec{\vartheta}_2, f)\right]\right\rangle = \sigma^0\left(\vec{\vartheta}_1, f\right)\delta\left(\vec{\vartheta}_1 - \vec{\vartheta}_2\right), \tag{2.8}$$

де $\sigma^0[\cdot]$ — зворотний ефективний переріз розсіяння поверхні (або ПЕПР), м^2.

ПЕПР практично збігається з коефіцієнтом розсіювання сигналів по потужності і яку в даній задачі будемо вважати справжнім некогерентним зображенням поверхні.

Тоді кореляційна функція сигналу в області спостереження

$$\left.\begin{aligned} R(\Delta\vec{r}', \tau) = \left\langle \left[s(\vec{r}_1', t_1)s(\vec{r}_2', t_2)\right]\right\rangle = V_F^{-1}\left[G\sigma^0\left(\vec{\vartheta}, f\right)\right] = \\ = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} G\sigma^0\left(\vec{\vartheta}, f\right)\exp\left\{ j2\pi f\left(\tau + c^{-1}\vec{\vartheta}\Delta\vec{r}'\right)\right\} df\, d\vec{\vartheta}, \\ \Delta\vec{r}' = \vec{r}_1' - \vec{r}_2', \\ \tau = t_1 - t_2. \end{aligned}\right\}, \tag{2.9}$$

$$G\sigma^0\left(\vec{\vartheta}, f\right) = G(f)\sigma^0\left(\vec{\vartheta}, f\right), \tag{2.10}$$

де $G\sigma^0\left(\vec{\vartheta}, f\right)$ — енергетична спектральна функція зображення, яка з точністю до множника $G(f)$ збігається з істинним некогерентним зображенням поверхні $\sigma^0\left(\vec{\vartheta}, f\right)$, дБ.

Ця формула зворотна і функція $G\sigma^0\left(\vec{\vartheta}, f\right)$ знаходиться в вигляді прямого V_F - перетворення,

$$\begin{aligned} f^{-2}c^2 G\sigma^0\left(\vec{\vartheta}_1, f_1\right) = V_F\left[R\left(\Delta\vec{r}', \tau\right)\right] = \\ = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} R\left(\Delta\vec{r}', \tau\right)\exp\left\{ -j2\pi f\left(\tau + c^{-1}\vec{\vartheta}\,\Delta\vec{r}'\right)\right\} d\tau\, d\Delta\vec{r}'. \end{aligned} \tag{2.11}$$

Аналогічні співвідношення мають місце для комплексно-сполучених аналітичних стаціонарних і однорідних процесів $\dot{s}(\vec{r}_1', t_1)$ і $\dot{s}^*(\vec{r}_2', t_2)$,

$$\left.\begin{aligned}\dot{\Gamma}\left(\Delta\vec{r}',\tau\right)=\left\langle\left[\dot{s}\left(\vec{r}_1',t_1\right)\dot{s}^*\left(\vec{r}_2',t_2\right)\right]\right\rangle=V_F^{-1}\left[4G\sigma^0\left(\vec{\vartheta},f\right)\right],\\ f^{-2}c^2\left[4G\sigma^0\left(\vec{\vartheta},f\right)\right]=V_F\left[\dot{\Gamma}\left(\Delta\vec{r}',\tau\right)\right].\end{aligned}\right\} \quad (2.12)$$

де $\dot{\Gamma}(\Delta\vec{r}',f)$ — взаємна кореляційна функція (комплексна функція когерентності) процесів $\dot{s}(\vec{r}_1',t_1)$ і $\dot{s}^*(\vec{r}_2',t_2)$, у.о.;

$G\sigma^0\left(\vec{\vartheta},f\right)$ — спектральна функція одностороння (рівна нулю при $f<0$), дБ.

Що стосується аналізу широкосмугового і надширокосмугового випромінювання в дальній зоні Фраунгофера, ці співвідношення узагальнюють теорему Ван Ціттерта–Цернике, яка при виконання наближення КМН (ПЧВ) широко застосовується в пасивній радіолокації і радіоастрономії.

Запишемо формулу (2.9) в такому вигляді

$$R\left(\tau,\Delta\vec{r}'\right)=V_F^{-1}\left[G\sigma^0\left(\vec{\vartheta},f\right)\right]=\int\limits_{-\infty(F)}^{\infty}\dot{\Gamma}_\sigma\left(f,\Delta\vec{r}'\right)\exp\left(j2\pi f\tau\right)df, \quad (2.13)$$

а функцію

$$\dot{\Gamma}_\sigma\left(f,\Delta\vec{r}'\right)=\mathbb{F}^{-1}_{\vec{\vartheta}\to\Delta\vec{r}'}\left[G\sigma^0\left(\vec{\vartheta},f\right)\right]=\mathbb{F}_{\tau\to f}\left[R\left(\tau,\Delta\vec{r}'\right)\right], \quad (2.14)$$

назвемо спектральною щільністю комплексної функції просторової когерентності на частоті f. Вона є зворотним просторовим перетворенням Фур'є дійсної спектральної функції зображення $G\sigma^0\left(\vec{\vartheta},f\right)$, тобто є його просторовим спектром,

$$\begin{aligned}&\dot{\Gamma}_\sigma\left(f,\Delta\vec{r}'\right)=\\ &=\mathbb{F}^{-1}_{\vec{\vartheta}\to\Delta\vec{r}'}\left[G\sigma^0\left(\vec{\vartheta},f\right)\right]=\int\limits_{-\infty(\Theta)}^{\infty}G\sigma^0\left(\vec{\vartheta},f\right)\exp\left(j2\pi f\frac{\vec{\vartheta}\,\Delta\vec{r}'}{c}\right)d\vec{\vartheta}.\end{aligned} \quad (2.15)$$

Спектральна функція зображення відновлюється прямим просторовим перетворенням Фур'є СЩКФПК

$$\begin{aligned}&\frac{c^2}{f^2}G\sigma^0\left(\vec{\vartheta},f\right)=\\ &=\mathbb{F}_{\Delta\vec{r}'\to\vec{\vartheta}}\left[\dot{\Gamma}_\sigma\left(f,\Delta\vec{r}'\right)\right]=\int\limits_{-\infty(D')}^{\infty}\dot{\Gamma}_\sigma\left(f,\Delta\vec{r}'\right)\exp\left(-j2\pi f\frac{\vec{\vartheta}\,\Delta\vec{r}'}{c}\right)\Delta\vec{r}'.\end{aligned} \quad (2.16)$$

СЩКФПК також можна знайти прямим перетворенням Фур'є від автокореляційної функції $R(\tau,\Delta\vec{r}')$ по змінній часу

$$\dot{\Gamma}_{\sigma}(f,\Delta\vec{r}')=\mathbb{F}_{\tau\to f}\left[R(\tau,\Delta\vec{r}')\right]. \tag{2.17}$$

2.2 Алгоритмічний опис методів формування зображень за даними прийому і обробки надширокосмугових стохастичних сигналів

Наведені співвідношення пов'язують поля сигналів і їх спектрально-кореляційні статистичні характеристики на поверхнях розсіювання D і спостереження D' без операцій їх обробки. Для формування зображення поверхні необхідна явне або неявне фокусування СФЗ на її елементи.

Формування зображення здійснюється або шляхом сканування в заданому секторі кутів (послідовний огляд), або покриттям сектора безліччю променів (паралельний огляд), або неявними методами фокусування, пов'язаними з використанням комплексних функцій когерентності полів, що спостерігаються і реєструються.

При явному фокусуванні на кожен з напрямків $\vec{\vartheta}_k$ в амплітудно-фазовий розподіл (АФР) приймальної чутливості антени вводяться затримки сигналів відповідно до часу надходження похилих фронтів хвиль з цих напрямків. Потім затримані сигнали підсумовуються. Еквівалентними діями є фазові затримки спектральних компонент сигналів і подальше їх синфазне інтегрування (підсумовування). Ці операції можна реалізувати за допомогою діаграм-утворюючих схем (ДУС) в складі СФЗ.

Розглянемо спочатку ідеалізований континуальний АФР антенної системи, яка допускає управління фазами в кожній точці області спостереження $\vec{r}'\in D'$ та сфокусований на напрямок $\vec{\vartheta}_k$,

$$\dot{I}(f,\vec{r}',\vec{\vartheta}_k)=\dot{I}_0(f,\vec{r}')\exp\left(-j2\pi f\frac{\vec{\vartheta}_k\vec{r}'}{c}\right), \tag{2.18}$$

де $\dot{I}_0(f,\vec{r}')$ – деякий вихідний ідеалізований АФР, що допускає управління амплітудами і фазами в кожній своїй точці.

Складові вирази (2.18) набувають вигляду:

$$\left.\begin{aligned}\dot{I}_0(f,\vec{r}')=1 \text{ при } \vec{r}'\in D',\\ \dot{I}_0(f,\vec{r}')=0 \text{ при } \vec{r}'\notin D'.\end{aligned}\right\}. \tag{2.19}$$

З огляду на те, що ДН $\dot{F}(f,\vec{\vartheta}-\vec{\vartheta}_k)$ та АФР пов'язані просторовими перетвореннями Фур'є

$$\dot{F}\left(f,\vec{\vartheta}-\vec{\vartheta}_k\right)=\mathbb{F}^{-1}_{\vec{r}'\to\vec{\vartheta}}\left[\dot{I}\left(f,\vec{r}',\vec{\vartheta}_k\right)\right]=\int\limits_{-\infty(D')}^{\infty}\dot{I}\left(f,\vec{r}',\vec{\vartheta}_k\right)\exp\left[j2\pi f\,\vec{\vartheta}\frac{\vec{r}'}{c}\right]d\vec{r}', \quad (2.20)$$

$$\dot{I}\left(f,\vec{r}',\vec{\vartheta}_k\right)=\left(\frac{f}{c}\right)^2\mathbb{F}_{\vec{\vartheta}\to\vec{r}'}\left[\dot{F}\left(f,\vec{\vartheta}-\vec{\vartheta}_k\right)\right]=$$
$$=\int\limits_{-\infty(D')}^{\infty}\dot{F}\left(f,\vec{\vartheta}-\vec{\vartheta}_k\right)\exp\left(-j2\pi f\,\frac{\vec{\vartheta}\,\vec{r}'}{c}\right)d\vec{r}', \quad (2.21)$$

сигнал після фокусування в СФЗ на один із напрямів можна представити в такому вигляді,

$$s\left(t,\vec{\vartheta}_k\right)=\int\limits_{-\infty}^{\infty}\int\limits_{(\Theta)-\infty}^{\infty}\int\limits_{(F)-\infty(D')}^{\infty}\dot{K}(j2\pi f)\dot{I}\left(f,\vec{r}',\vec{\vartheta}_k\right)\dot{S}\dot{F}\left(\vec{\vartheta},f\right)\times$$
$$\times\exp\left\{j2\pi f\left(t+\frac{\vec{\vartheta}\,\vec{r}'}{c}\right)\right\}d\vec{r}'df\,d\vec{\vartheta}= \quad (2.22)$$
$$=\int\limits_{-\infty(F)}^{\infty}\int\limits_{-\infty(\Theta)}^{\infty}\dot{K}(j2\pi f)\dot{F}\left(f,\vec{\vartheta}-\vec{\vartheta}_k\right)\dot{S}\dot{F}\left(\vec{\vartheta},f\right)\exp\{j2\pi f\,t\}df\,d\vec{\vartheta},$$

де $\dot{K}(j2\pi f)-$ коефіцієнти передачі СФЗ.

Для антенних решіток — це коефіцієнти передачі антенно-фідерних трактів і приймальних пристроїв, підключених до виходів окремих елементарних антен, що входять до складу АР.

З огляду на співвідношення (2.7) та (2.8), знаходимо середню потужність, яку визначимо як оцінку інтегрального некогерентного зображення (оцінка зображення – наближений результат його формування)

$$\hat{P}\left(\vec{\vartheta}_k\right)=\left\langle s^2\left(t,\vec{\vartheta}_k\right)\right\rangle=$$
$$=\int\limits_{-\infty(F)}^{\infty}\left|\dot{K}(j2\pi f)\right|^2\int\limits_{-\infty(\Theta)}^{\infty}\left|\dot{F}\left(f,\vec{\vartheta}-\vec{\vartheta}_k\right)\right|^2 G\sigma^0\left(\vec{\vartheta},f\right)d\vec{\vartheta}df. \quad (2.23)$$

На кожній частоті маємо оцінку зображення, яка є результатом згладжування (розфокусування) істинного зображення $G\sigma^0\left(\vec{\vartheta},f\right)$ ДС по потужності $\left|\dot{F}\left(f,\vec{\vartheta}-\vec{\vartheta}_k\right)\right|^2$,

$$G\hat{\sigma}^0\left(\vec{\vartheta}_k,f\right)=\int\limits_{-\infty(\Theta)}^{\infty}\left|\dot{F}\left(f,\vec{\vartheta}-\vec{\vartheta}_k\right)\right|^2 G\sigma^0\left(\vec{\vartheta},f\right)d\vec{\vartheta}. \quad (2.24)$$

Застосовуючи просторові перетворення Фур'є до підінтегральної функції $\left|\dot{F}\left(f,\vec{\vartheta}-\vec{\vartheta}_k\right)\right|^2$ та $G\sigma^0\left(\vec{\vartheta},f\right)$, отримаємо

$$G\hat{\sigma}^0\left(\vec{\vartheta}_k,f\right)=\int\limits_{-\infty(\Delta\vec{r}',D')}^{\infty}\dot{R}_{АФР}\left(f,\Delta\vec{r}',\vec{\vartheta}_k\right)\dot{\Gamma}_\sigma\left(f,\Delta\vec{r}'\right)d\Delta\vec{r}', \tag{2.25}$$

$$\dot{R}_{АФР}\left(f,\Delta\vec{r}',\vec{\vartheta}_k\right)=\int\limits_{-\infty(D')}^{\infty}\dot{I}\left(f,\vec{r}',\vec{\vartheta}_k\right)\dot{I}^*\left(f,\vec{r}'-\Delta\vec{r}',\vec{\vartheta}_k\right)d\vec{r}', \tag{2.26}$$

де $\dot{R}_{АФР}\left(f,\Delta\vec{r}',\vec{\vartheta}_k\right)$ — автокореляційна функція АФР.

Для АФР виду (2.18) АФ АФР

$$\dot{R}_{АФР}\left(f,\Delta\vec{r}',\vec{\vartheta}_k\right)=\dot{R}_{0(АФР)}\left(f,\Delta\vec{r}'\right)\exp\left(-j2\pi f\frac{\vec{\vartheta}_k\Delta\vec{r}'}{c}\right), \tag{2.27}$$

$$\dot{R}_{0(АФР)}\left(f,\Delta\vec{r}'\right)=\int\limits_{-\infty(D')}^{\infty}\dot{I}_0\left(f,\vec{r}'\right)\dot{I}_0^*\left(f,\vec{r}'-\Delta\vec{r}'\right)d\vec{r}', \tag{2.28}$$

де $\dot{R}_{0(АФР)}\left(f,\Delta\vec{r}'\right)$ — автокореляційна функція АФР вихідної несфокусованної антенної системи.

Тоді оцінка зображення

$$G\hat{\sigma}^0\left(\vec{\vartheta}_k,f\right)= =\int\limits_{-\infty(\Delta\vec{r}',D')}^{\infty}\dot{R}_{0(АФР)}\left(f,\Delta\vec{r}'\right)\dot{\Gamma}_\sigma\left(f,\Delta\vec{r}'\right)\exp\left(-j2\pi f\frac{\vec{\vartheta}_k\Delta\vec{r}'}{c}\right)d\Delta\vec{r}', \tag{2.29}$$

знаходиться у вигляді перетворення Фур'є добутку спектральної щільності просторової функції когерентності (2.14) та (2.16) і автокореляційної функції АФР (2.18). СЩКФПК $\dot{\Gamma}_\sigma\left(f,\Delta\vec{r}'\right)$ слід розглядати як просторовий спектр зображення $G\sigma^0\left(\vec{\vartheta},f\right)$, а АФ АФР $\dot{R}_{0(АФР)}\left(f,\Delta\vec{r}'\right)$ як просторовий коефіцієнт передачі цих спектральних компонент

Відповідно інтегральне зображення (2.23) прийме такий вигляд:

$$\hat{P}\left(\vec{\vartheta}_k\right)=\int\limits_{-\infty(F)}^{\infty}\left|\dot{K}(j2\pi f)\right|^2\times \times\int\limits_{-\infty(\Delta\vec{r}',D')}^{\infty}\dot{R}_{0(АФР)}\left(f,\Delta\vec{r}'\right)\dot{\Gamma}_\sigma\left(f,\Delta\vec{r}'\right)\exp\left(-j2\pi f\frac{\vec{\vartheta}_k\Delta\vec{r}'}{c}\right)d\Delta\vec{r}'. \tag{2.30}$$

Внутрішній інтеграл, що є оцінкою спектральної функції зображення $G\hat{\sigma}^0\left(\vec{\vartheta}_k, f\right)$ на частоті f знаходиться як перетворення Фур'є добутку СЩКФПК і АФ АФР. Неявне фокусування на напрям $\vec{\vartheta}_k$ забезпечується наявністю експоненціального множника і інтеграцією.

Якщо здійснити розфільтровування сигналів на порівняно вузькосмугові складові в смугах частот з АЧХ $\left|\dot{K}_i(j2\pi f)\right|$, $f \in (-\infty, \infty)$, так щоб підінтегральні функції у внутрішніх інтегралах виразу (21), та виразу (28) практично не залежали від частоти і задовольняли умовам ПЧВ (КМН), то операції інтегрування в цих виразах можна замінити на операції підсумовування,

$$\hat{P}\left(\vec{\vartheta}_k\right) = 2\sum_{m=1}^{M} \Delta F_m \int\limits_{-\infty(\Theta)}^{\infty} \left|\dot{F}\left(f_{0m}, \vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_k\right)\right|^2 G\sigma^0\left(\vec{\vartheta}, f_{0m}\right) d\vec{\vartheta} =$$

$$= 2\sum_{m=1}^{M} \Delta F_m \times \tag{2.31}$$

$$\times \int\limits_{-\infty(\Delta\vec{r}', D')}^{\infty} \dot{R}_{0(АФР)}\left(f_{0m}, \Delta\vec{r}'\right) \dot{\Gamma}_{\sigma}\left(f_{0m}, \Delta\vec{r}'\right) \exp\left(-j2\pi f_{0m} \frac{\vec{\vartheta}_k \Delta\vec{r}'}{c}\right) d\Delta\vec{r}',$$

Складові виразу (2.31) мають вигляд:

$$2\Delta F_m = \int\limits_{-\infty}^{\infty} \left|\dot{K}_m\left[j2\pi f\right]\right|^2 df, \tag{2.32}$$

$$\left|\dot{K}_m(j2\pi f)\right|^2 = \left|\dot{M}_m\left[-j2\pi(f + f_{0m})\right] + \dot{M}_m\left[j2\pi(f - f_{0m})\right]\right|^2 \approx$$
$$\approx \left|\dot{M}_m\left[-j2\pi(f + f_{0m})\right]\right|^2 + \left|\dot{M}_m\left[j2\pi(f - f_{0m})\right]\right|^2. \tag{2.33}$$

Отримані формули вказують на можливі операції, які необхідно провести над прийнятим полем, щоб отримати зображення поверхні. Можна запропонувати кілька методів формування зображень. У подальшому розглянемо два методи побудови некогерентного зображення.

Метод явного фокусування фактично було розглянуто при виведенні формул (2.22) та (2.23). Для його реалізації необхідно або шляхом сканування, або шляхом паралельного огляду за допомогою ДУС і відповідних операцій фокусування покрити сімейством променів заданий сектор спостереження і по кожному напрямку променя оцінити потужність сигналу. Операції фокусування можна здійснити в цілому виконуючи затримки надширокосмугового сигналу відповідно до затримок падаючого фронту хвилі, або після розфільтровування сигналу по окремим частотам здійснити відповідні фазові затримки і підсумовування. Зображення, отримані на різних частотах необхідно проінтегрувати (підсумувати).

Другий варіант побудови зображення заснований на реалізації формули (2.30) або формули (2.31) і використовує поняття функції когерентності і

автокореляційної функції АФР. Друга формула (2.31) передбачає розфільтровування надширокосмугового комплексного аналітичного сигналу на вузькі смуги частот, що задовольняють умовам ПЧВ (КМН), з коефіцієнтами передачі $\dot{K}_m\left(j2\pi f\right)=\dot{K}_m\left[j2\pi\left(f-f_{0m}\right)\right]$, алгоритмічну реалізацію інтеграла під знаком суми з подальшим підсумовуванням зображень. Аналітичний сигнал має односторонній спектр при $f>0$ і дозволяє реалізувати функцію когерентності тільки на додатних, що мають фізичний зміст частотах. В іншому випадку в алгоритм обробки, який реалізує формулу (2.31), необхідно вводити другу частоту $-f_{0m}$, що не має фізичного сенсу. Технічно сформувати аналітичний сигнал можна, наприклад, за допомогою квадратурних детекторів [10].

2.3 Обробка сигналів зареєстрованих ідеалізованою континуальною апертурою з можливістю управління фазою в кожній точці області

Для апертури виду (2.19) в кожній її точці $\vec{r}'\in D'$, а також в кожній m-й смузі частот вузькосмуговий аналітичний сигнал, що задовольняє умові ПЧВ (КМН), можна представити в такому вигляді,

$$\begin{gathered}\dot{s}_m\left(t,\vec{r}'\right)=\dot{S}_m\left(t,\vec{r}'\right)\exp\left(j2\pi f_{0m}t\right)\approx\\ \approx\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}2\dot{S}\dot{F}\left(\vec{\vartheta},f\right)\dot{I}_0\left(\vec{r}',f_{0m}\right)\dot{K}_m\left(j2\pi f\right)\times\\ \times\exp\left\{j2\pi\left[ft+f_{0m}c^{-1}\vec{\vartheta}\vec{r}'\right]\right\}dfd\vec{\vartheta}=\\ =\exp\left(j2\pi f_{0m}t\right)\dot{I}_0\left(\vec{r}',f_{0m}\right)\int_{-\infty}^{\infty}\dot{S}_m\left(\vec{\vartheta},t\right)\exp\left\{j2\pi\ f_{0m}\left(c^{-1}\vec{\vartheta}\vec{r}'\right)\right\}d\vec{\vartheta},\end{gathered}\tag{2.34}$$

$$\dot{S}_m\left(t,\vec{r}'\right)=\dot{I}_0\left(\vec{r}',f_{0m}\right)\int_{-\infty}^{\infty}\dot{S}_m\left(\vec{\vartheta},t\right)\exp\left\{j2\pi\ f_{0m}\left(c^{-1}\vec{\vartheta}\vec{r}'\right)\right\}d\vec{\vartheta},\tag{2.35}$$

де $\dot{S}_m\left(t,\vec{r}'\right)$ — комплексна обвідна сигналу, В.

Комплексна обвідна сигналу (кутова щільність комплексної амплітуди) приймається (реєструється) і фільтрується в точці $\vec{r}'\in D'$ вузькосмуговим фільтром з коефіцієнтом передачі $\dot{K}_m\left(j2\pi f\right)$

$$\dot{S}_m\left(\vec{\vartheta},t\right)\exp\left(j2\pi f_{0m}t\right)=\int_{-\infty}^{\infty}2\dot{S}\dot{F}\left(\vec{\vartheta},f\right)\dot{K}_m\left(j2\pi f\right)\exp\left\{j2\pi\ ft\right\}df.\tag{2.36}$$

Сигнал падає на антенну систему в одиничному тілесному куті з напряму $\vec{\vartheta}$ і відфільтрується коефіцієнтом передачі цієї системи $\dot{K}_m\left(j2\pi f\right)$.

Для спрощення формул надалі індекси, що відповідають номерам смуг частот після розфільтровки прийнятих сигналів, там, де це не має принципового

значення, вказуватися не будуть. Для того щоб в подальших перетвореннях використовувати частоти розфільтровки $f_0 = f_{0m}$ тільки в області додатних частот перейдемо до аналітичних сигналів з одностороннім спектром. Знайдемо комплексну функцію когерентності аналітичного сигналу в *m*-й смузі частот

$$\begin{aligned}\dot{I}(\tau,\Delta\vec{r}') &= \left\langle \dot{s}(t,\vec{r}')\dot{s}^*(t-\tau,\vec{r}'-\Delta\vec{r}')\right\rangle = \\ &= \left\langle \dot{S}(t,\vec{r}')\dot{S}^*(t-\tau,\vec{r}'-\Delta\vec{r}')\right\rangle \exp(j2\pi f_0\tau) = \\ &= \exp(j2\pi f_0\tau)\dot{I}_0(\vec{r}', f_0)\dot{I}_0^*(\vec{r}'-\Delta\vec{r}', f_0)\times \\ \times\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}&\left\langle \dot{S}(\vec{\vartheta}_1,t)S^*(\vec{\vartheta}_2,t-\tau)\right\rangle \exp\left\{\begin{array}{l} j2\pi\ f_0\left(c^{-1}\vec{\vartheta}_1\vec{r}'\right)- \\ -j2\pi\ f_0\left(c^{-1}\vec{\vartheta}_2(\vec{r}'-\Delta\vec{r}')\right)\end{array}\right\} d\vec{\vartheta}_1 d\vec{\vartheta}_2.\end{aligned} \tag{2.37}$$

При $\tau = 0$ маємо просторову функцію когерентності,

$$\begin{aligned}\dot{I}(0,\Delta\vec{r}') &= \left\langle \dot{s}(t,\vec{r}')\dot{s}^*(t,\vec{r}'-\Delta\vec{r}')\right\rangle = \left\langle \dot{S}(t,\vec{r}')\dot{S}^*(t,\vec{r}'-\Delta\vec{r}')\right\rangle = \\ &= 4\Delta F\dot{I}_0(\vec{r}', f_0)\dot{I}_0^*(\vec{r}'-\Delta\vec{r}', f_0)\int_{-\infty}^{\infty} G\sigma^0(\vec{\vartheta}, f)\exp\left\{j2\pi\ f_0\left(c^{-1}\vec{\vartheta}\Delta\vec{r}'\right)\right\} d\vec{\vartheta}.\end{aligned} \tag{2.38}$$

В отриманій формулі (2.38) з урахуванням (2.7) та (2.8)

$$\begin{aligned}&\left\langle \dot{S}(\vec{\vartheta}_1,t)S^*(\vec{\vartheta}_2,t)\right\rangle = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} 4\left\langle \dot{S}\dot{F}(\vec{\vartheta}_1, f_1)\dot{S}^*\dot{F}^*(\vec{\vartheta}_2, f_2)\right\rangle \dot{K}(j2\pi f_1)\dot{K}^*(j2\pi f_2)\times \\ &\times\exp\{j2\pi(f_1 - f_2)t\} df_1 df_2 = \\ &= \delta(\vec{\vartheta}_1 - \vec{\vartheta}_2)\int_{-\infty}^{\infty} 4G\sigma^0(\vec{\vartheta}_1, f)\left|\dot{K}(j2\pi f)\right|^2 df.\end{aligned} \tag{2.39}$$

У вузькій *m*-й смузі АЧХ $\left|\dot{K}(j2\pi f)\right| = \left|\dot{K}[j2\pi(f - f_0)]\right|$ в околиці частоти f_0

$$\int_{-\infty}^{\infty} 4G\sigma^0(\vec{\vartheta}, f_0)\left|\dot{K}[j2\pi(f - f_0)]\right|^2 df \approx 4G\sigma^0(\vec{\vartheta}, f_0)\Delta F\,. \tag{2.40}$$

Тут враховано той факт, що аналітичний сигнал $\dot{s}(t,\vec{r}')$ має односторонній спектр, подвоєний за амплітудою.

Для отримання практичного алгоритму формування зображення необхідно коректно обґрунтувати процедуру усереднення сигналів, позначену знаком

математичного очікування $\langle ... \rangle$. Дотримуючись визначень теорії ймовірностей ця математична операція при знаходженні функції когерентності представляється таким виразом,

$$\dot{\Gamma}(\tau, \Delta\vec{r}') = \left\langle \dot{S}(t, \vec{r}') \dot{S}^*(t-\tau, \vec{r}' - \Delta\vec{r}') \right\rangle = \left\langle \dot{S}_1 \dot{S}_2^* \right\rangle = \\ = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_1 \dot{S}_2^* \; p\left(\dot{S}_1 \dot{S}_2^*\right) d\dot{S}_1 \dot{S}_2^*. \tag{2.41}$$

де $p\left(\dot{S}_1 \dot{S}_2^*\right)$ — спільний функціонал щільності ймовірності процесів $\dot{S}(t, \vec{r}')$ та $\dot{S}^*(t-\tau, \vec{r}' - \Delta\vec{r}')$.

В алгоритмічному плані ця формула не має фізичної реалізації. Однак приблизно, в практичних випадках, необхідну процедуру усереднення можна виконати на основі відомої в математиці теореми про середнє, яка при $T \to \infty$, $D' \to \infty$ строго обґрунтована стосовно визначення статистичних характеристик ергодичних процесів,

$$\dot{\Gamma}_{TD'}(\tau, \Delta\vec{r}') = \frac{1}{TD'} \int_{D'} \int_{0}^{T} \dot{S}(t, \vec{r}') \dot{S}^*(t-\tau, \vec{r}' - \Delta\vec{r}') \, dt d\vec{r}', \tag{2.42}$$

де D' – площа області спостереження (інтегрування), м^2.

На відміну від формули (2.41) для математичного очікування добутку сигналів формула (2.42) для їх середнього значення, може бути фізично реалізувана у вигляді алгоритму обробки зареєстрованого поля. Слід зазначити, що багато оптимізаційних задач [10] в статистичній постановці, в яких середні значення задані у вихідних даних ймовірнісною формулою (2.41), призводять до фізично реалізованих рішень у вигляді формули (2.42).

Наближено усереднені добутки цих функцій можна отримати, інтегруючи їх тільки по часу,

$$\Gamma_T(\tau, \Delta\vec{r}') = \frac{1}{T} \int_{0}^{T} \dot{S}(t, \vec{r}') \dot{S}^*(t-\tau, \vec{r}' - \Delta\vec{r}') \, dt d\vec{r}'. \tag{2.43}$$

Додатково усереднюючи рівність (2.43) за просторовими координатами, і застосовуючи відповідні наближені рівності математичних очікувань і середніх значень, отримаємо:

$$\dot{\Gamma}_{TD'}(0,\Delta\vec{r}') \approx \frac{1}{D'}\int_{D'}\left\langle \dot{S}(t,\vec{r}')\dot{S}^{*}(t,\vec{r}'-\Delta\vec{r}')\right\rangle d\vec{r}' \approx$$

$$\approx \frac{4\Delta F}{D'}\int_{D'}\dot{I}_0(\vec{r}',f_0)\dot{I}_0^{*}(\vec{r}'-\Delta\vec{r}',f_0)d\vec{r}' \times$$

$$\times\int_{-\infty}^{\infty} G\sigma^0(\vec{\vartheta},f_0)\exp\left\{j2\pi\ f_0\left(c^{-1}\vec{\vartheta}\Delta\vec{r}'\right)\right\}d\vec{\vartheta} = \tag{2.44}$$

$$= \frac{4\Delta F}{D'}\dot{R}_{0\,(A\Phi P)}(\Delta\vec{r}',f_0)\dot{\Gamma}_{\sigma}(\Delta\vec{r}',f_0).$$

Зіставляючи цей вираз з виразами (2.24), (2.25), приходимо до висновку, що оцінку некогерентного зображення $G\sigma^0(\vec{\vartheta}_k,f_{0m})$ на кожній розфільтрованній частоті f_{0m} слід шукати у вигляді образу Фур'є добутку $\dot{R}_{A\Phi P}(\Delta\vec{r}',f_0)\dot{\Gamma}_{\sigma}(f_0,\Delta\vec{r}')$,

$$\mathbb{F}_{\Delta\vec{r}'\to\vec{\vartheta}}\left[\dot{\Gamma}_{TD'}(0,\Delta\vec{r}')\right]\approx$$

$$\approx\frac{4\Delta F}{D'}\int_{-\infty(\Delta\vec{r}',D')}^{\infty}\dot{R}_{0(A\Phi P)}(f_0,\Delta\vec{r}')\dot{\Gamma}_{\sigma}(f_0,\Delta\vec{r}')\exp\left(-j2\pi f_0\frac{\vec{\vartheta}_k\Delta\vec{r}'}{c}\right)d\Delta\vec{r}' = \tag{2.45}$$

$$=\frac{4\Delta F}{D'}G\hat{\sigma}^0(\vec{\vartheta}_k,f_0),$$

що відповідає класичній теоремі Ван Циттерта - Цернике. Зауважимо, що у вузькій смузі частот в околиці кожної частоти f_{0m} виконується умова ПЧВ (КМН). Тут цей вираз передбачає використання формул (2.42) або (2.43) у вигляді практично реалізованих алгоритмів формування просторових функцій когерентності $\dot{\Gamma}_{TD'}(0,\Delta\vec{r}')$ або $\Gamma_T(0,\Delta\vec{r}')$.

Таким чином, при наявності в області спостереження апертури із заданою АФР просторова функція когерентності падаючого поля множиться на кореляційну функцію цієї АФР і для відновлення зображення відповідно до формули Ван Циттерта-Цернике необхідно до вираження (2.44) застосувати просторове перетворення Фур'є.

Образ Фур'є добутку підінтегральних функцій дає згортку їх образів у вигляді істинного некогерентного зображення $G\sigma^0(\vec{\vartheta}_k,f_0)$ и ДС $\left|\dot{F}\left(f,\vec{\vartheta}-\vec{\vartheta}_k\right)\right|^2$,

$$\mathbb{F}_{\Delta\vec{r}'\to\vec{\vartheta}}\left[\dot{\Gamma}_{TD'}(0,\Delta\vec{r}')\right]=\frac{4\Delta F}{D'}G\hat{\sigma}^0(\vec{\vartheta}_k,f_0)=$$

$$=\frac{4\Delta F}{D'}\int_{-\infty(\Theta)}^{\infty}\left|\dot{F}\left(f,\vec{\vartheta}-\vec{\vartheta}_k\right)\right|^2 G\sigma^0(\vec{\vartheta},f_0)d\vec{\vartheta}. \tag{2.46}$$

Вид цих виразів свідчить про те, що функція $\dot{\Gamma}_{\sigma}\left(f,\Delta\vec{r}'\right)$ є комплексним просторовим спектром дійсної спектральної функції $G\sigma^0\left(\vec{\vartheta},f_0\right)$, а функція $\dot{R}_{a(АФР)}\left(f,\Delta\vec{r}'\right)$ є просторовим комплексним коефіцієнтом передачі антенної системи. При цьому просторова конфігурація антенної системи та її АФР повинні бути такими, щоб забезпечити реєстрацію максимального числа гармонік спектра функції $G\sigma^0\left(\vec{\vartheta},f_0\right)$. Функція $\hat{\sigma}^0\left(\vec{\vartheta}_k,f_0\right)$, є згладженою оцінкою істинного зображення $\sigma^0\left(\vec{\vartheta},f_0\right)$ із втратою роздільної здатності на величину, яка визначається видом і шириною ДС $\left|\dot{F}\left(f,\vec{\vartheta}-\vec{\vartheta}_k\right)\right|^2$.

Таким чином, для реалізації другого варіанту формування некогерентного зображення $\hat{P}\left(\vec{\vartheta}_k\right)$ при наявності ідеалізованої континуальної АФР необхідно над прийнятим полем сигналів в області його реєстрації D' виконати наступні алгоритмічні операції:

– розфільтрувати прийнятий надширокосмуговий просторово-часовий сигнал на вузькі смуги частот, що задовольняють умові ПЧВ (КМН), а також по змінній f умові постійності в виразах (2.29) – (2.31) відповідних підінтегральних функцій;

– для отримання оцінок зображень $G\sigma^0\left(\vec{\vartheta},f_0\right)$ необхідно в кожній окремій смузі частот сформувати комплексні функції просторової когерентності $\dot{\Gamma}_{TD'}\left(0,\Delta\vec{r}'\right)$ шляхом відповідного множення комплексних амплітуд сигналів, що знімаються з елементів антенної системи точок $\vec{r}'$, інтегрування (усереднення) по t і $\vec{r}'$,

$$\dot{\Gamma}_{TD'}\left(0,\Delta\vec{r}'\right)=\frac{1}{TD'}\int\limits_{D'}\int\limits_{0}^{T}\dot{S}\left(t,\vec{r}'\right)\dot{S}^*\left(t,\vec{r}'-\Delta\vec{r}'\right)dtd\vec{r}', \qquad (2.47)$$

і в відповідність з теоремою Ван Ціттерта-Цернике застосування просторового перетворення Фур'є

$$\frac{4\Delta F}{D'}G\hat{\sigma}^0\left(\vec{\vartheta}_k,f_0\right)=\int\limits_{-\infty\left(\Delta\vec{r}',D'\right)}^{\infty}\dot{\Gamma}_{TD'}\left(0,\Delta\vec{r}'\right)\exp\left(-j2\pi f\frac{\vec{\vartheta}_k\Delta\vec{r}'}{c}\right)d\Delta\vec{r}'. \qquad (2.48)$$

Операції (2.48) необхідно виконати в кожному піддіапазоні частот ΔF широкосмугового або надширокосмугового просторово-часового сигналу, а потім отримані результати підсумувати відповідно до формули (2.31)

$$\hat{P}\left(\vec{\vartheta}_k\right) = 4\sum_{i=1}^{N} \Delta F_i G \hat{\sigma}_i^{\,0}\left(\vec{\vartheta}_k, f_0\right). \tag{2.49}$$

Отримане інтегральне зображення буде більш інформативним, тому що буде містити сумарну інформацію, що міститься в кожній смузі частот. Очевидно, що кожне з зображень, сформованих в різних смугах частот, можуть бути досліджені окремо.

Запропонований алгоритм справедливий для ідеалізованої апертури (2.18), (2.19) з можливістю зміни фази в кожній точці області спостереження $\vec{r}'$. Однак реалізувати таку апертуру за допомогою спеціальних транспарантів і інтегральних середовищ можна в оптиці. У радіодіапазоні таку апертуру реалізувати важко.

2.4 Структура практичного алгоритму формування зображення в антенних решітках

У реальних АР розкрив, заповнений дискретним чином апертурами елементарних антен, з базовою (без амплітудно-фазового управління) АФР

$$\dot{I}\left(f, \vec{r}'\right) = \sum_{i=1}^{N} \dot{I}_{ai}\left(f, \vec{r}' - \vec{r}_i'\right). \tag{2.50}$$

Знімання сигналів і управління їх затримками можливе тільки на виходах елементарних антен з фазовими центрами в точках $\vec{r}_i'$.

АФР для решітки, з амплітудно-фазовим управлінням і сфокусованої на напрям $\vec{\vartheta}_k$, має такий вигляд

$$\dot{I}\left(f, \vec{r}', \vec{\vartheta}_k\right) = \sum_{i=1}^{N} \dot{I}_{ai}\left(f, \vec{r}' - \vec{r}_i'\right) \exp\left(-j2\pi f \frac{\vec{\vartheta}_k \vec{r}_i'}{c}\right). \tag{2.51}$$

Для неї АФ АФР

$$\dot{R}_{A\Phi P}\left(f, \Delta\vec{r}', \vec{\vartheta}_k\right) = \\ = \sum_{\mu=1}^{N}\sum_{\nu=1}^{N} \exp\left[-j2\pi f \frac{\vec{\vartheta}_k\left(\vec{r}_\mu' - \vec{r}_\nu'\right)}{c}\right] \dot{R}_{a\mu\nu(A\Phi P)}\left[f, \Delta\vec{r}' - \left(\vec{r}_\mu - \vec{r}_\nu\right)\right], \tag{2.52}$$

$$\dot{R}_{aij(A\Phi P)}\left[f, \Delta\vec{r}' - \left(\vec{r}_i - \vec{r}_j\right)\right] = \int_{-\infty(D')}^{\infty} \dot{I}_{ai}\left(f, \vec{r}' - \vec{r}_i'\right) \dot{I}_{ak}\left(f, \vec{r}' - \Delta\vec{r}' - \vec{r}_j'\right) d\vec{r}', \tag{2.53}$$

де $\dot{R}_{aij(A\Phi P)}\left[f, \Delta\vec{r}' - \left(\vec{r}_i - \vec{r}_j\right)\right]$ – взаємні кореляційні функції.

Взаємні кореляційні функції базових АФР $\dot{I}_{ai}\left(f,\vec{r}'-\vec{r}_i'\right)$ (без фокусуючих множників $\exp\left(-j2\pi f\vec{\vartheta}_k\vec{r}_i'/c\right)$) елементарних антен є в складі АР.

Підставивши цей вираз у формулу (2.25), отримаємо:

$$G\hat{\sigma}^0\left(\vec{\vartheta}_k,f\right)=\sum_{\mu=1}^{N}\sum_{\nu=1}^{N}\dot{\Gamma}_{\mu\nu}\left(f\right)\exp\left[-j2\pi f\frac{\vec{\vartheta}_k\left(\vec{r}_\mu'-\vec{r}_\nu'\right)}{c}\right], \tag{2.54}$$

$$\dot{\Gamma}_{\mu\nu}\left(f\right)=$$

$$=\int\limits_{-\infty(\Delta\vec{r}',D')}^{\infty}\dot{R}_{a\mu\nu(A\Phi P)}\left[f,\Delta\vec{r}'-\left(\vec{r}_\mu-\vec{r}_\nu\right)\right]\dot{\Gamma}_\sigma\left(f,\Delta\vec{r}'\right)d\Delta\vec{r}'= \tag{2.55}$$

$$=\int\limits_{-\infty(\Theta)}^{\infty}\dot{F}_{a\mu}\left(f,\vec{\vartheta}\right)\dot{F}_{a\nu}^{*}\left(f_0,\vec{\vartheta}\right)G\sigma^0\left(\vec{\vartheta}_k,f\right)\exp\left[j2\pi f\vec{\vartheta}\frac{\left(\vec{r}_\mu'-\vec{r}_\nu'\right)}{c}\right]d\vec{\vartheta}.$$

Після розфільтровування сигналів по вузьких смугах частот, як і в попередній задачі з ідеалізованою апертурою, в отримані вирази (2.54) та (2.55) з континуальною зміною частоти необхідно підставити її дискретні значення $f=f_{0m}$. Вираз (2.54) показує, що оцінки некогерентних зображень $G\hat{\sigma}^0\left(\vec{\vartheta}_k,f_{0m}\right)$ знаходяться шляхом застосування дискретного перетворення Фур'є до коефіцієнтів $\dot{\Gamma}_{\mu\nu}\left(f_{0m}\right)$, є результатом інтегрування добутків комплексної функції просторової когерентності і взаємних кореляційних функцій базових АФР елементарних антен в складі антенної решітки.

Необхідно відмітити, що номери антен $i=\overline{1,N}$, $\mu=\overline{1,N}$, $\nu=\overline{1,N}$ для простоти тут обрані послідовно, незалежно від того, чи є АР одновимірною, або двовимірною. Діаграми спрямованості всіх елементарних антени однакові і як образи Фур'є відповідних АФР мають вигляд

$$\dot{F}_{ai}\left(\vec{\vartheta},f,\vec{r}_i'\right)=\int\limits_{-\infty(D')}^{\infty}\dot{I}_{ai}\left(\vec{r}'-\vec{r}_i',f\right)\exp\left\{j2\pi\ f\left(c^{-1}\vec{\vartheta}\vec{r}'\right)\right\}d\vec{r}'=$$

$$=\left|\begin{matrix}\vec{r}'-\vec{r}_i'=\vec{r}_1'\\ \vec{r}'=\vec{r}_1'+\vec{r}_i'\end{matrix}\right|= \tag{2.56}$$

$$=\exp\left\{j2\pi\ f\left(c^{-1}\vec{\vartheta}\vec{r}_i'\right)\right\}\int\limits_{-\infty(D')}^{\infty}\dot{I}_{ai}\left(\vec{r}_1',f\right)\exp\left\{\left[j2\pi fc^{-1}\vec{\vartheta}\vec{r}_1'\right]\right\}d\vec{r}_1'=$$

$$=\dot{F}_{ai}\left(\vec{\vartheta},f\right)\exp\left\{j2\pi\ f\left(c^{-1}\vec{\vartheta}\vec{r}_i'\right)\right\}.$$

Відрізняються ДС різних антен в складі АР тільки фазовими множниками $\exp\left\{j2\pi\ f\left(c^{-1}\vec{\vartheta}\vec{r}_i'\right)\right\}$, що характеризують стан їх фазових центрів $\vec{r}_i'$. Цей

множник проявляє себе природним чином при реєстрації хвилі по фронту її падіння у вигляді запізнювання або випередження по фазі щодо початку координат.

Сумарне (інтегральне) зображення має вигляд:

$$\hat{P}\left(\vec{\vartheta}_k\right)=\sum_{m=1}^{M}\ 2\Delta F_m G\hat{\sigma}_m{}^0\left(\vec{\vartheta}_k, f_{0m}\right). \tag{2.57}$$

Отримані вирази описують математичну структуру зображення і фізичний зміст деяких математичних операцій, але не мають даних про те, які конкретно алгоритмічні операції необхідно виконати над прийнятим сигналом, щоб сформувати це зображення.

Для вирішення цього завдання, як і в разі розгляду ідеалізованої континуальної апертури (2.18), (2.19) вважаємо, що кожною елементарною антеною сигнали після розфільтровування приймаються в окремих вузьких смугах частот і в цілому сигнали всієї решітки кожної такої смуги задовольняє умові ПЧВ.

Аналітичні комплексні сигнали з одностороннім спектром на виході і-ї антени і в кожній з таких смуг мають вигляд:

$$\begin{gathered}\dot{s}\left(t,\vec{r}_i'\right)=\dot{S}\left(t,\vec{r}_i'\right)\exp\left(j2\pi f_0 t\right)= \\ =\int\limits_{-\infty(D_i')}^{\infty}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\int\limits_{-\infty}^{\infty}2\dot{S}\dot{F}\left(\vec{\vartheta}, f\right)\dot{I}_{ai}\left(\vec{r}'-\vec{r}_i', f_0\right)\dot{K}\left[j2\pi\left(f-f_0\right)\right]\times \\ \times\exp\left\{j2\pi\left[ft+f_0 c^{-1}\vec{\vartheta}\vec{r}'\right]\right\}df d\vec{\vartheta}d\vec{r}'= \\ =\exp\left(j2\pi f_0 t\right)\int\limits_{-\infty}^{\infty}\dot{S}\left(\vec{\vartheta},t\right)\dot{F}_{ai}\left(\vec{\vartheta}, f_0\right)\exp\left\{j2\pi\ f_0\left(c^{-1}\vec{\vartheta}\vec{r}_i'\right)\right\}d\vec{\vartheta},\end{gathered} \tag{2.58}$$

Складові виразу (2.58) мають вигляд:

$$\begin{gathered}\dot{S}\left(\vec{\vartheta},t\right)\exp\left(j2\pi f_0 t\right)= \\ =\int\limits_{-\infty}^{\infty}2\dot{S}\dot{F}\left(\vec{\vartheta}, f\right)\dot{K}\left[j2\pi\left(f-f_0\right)\right]\exp\left\{j2\pi\left(ft\right)\right\}df,\end{gathered} \tag{2.59}$$

$$\dot{S}\left(t,\vec{r}_i'\right)=\int\limits_{-\infty}^{\infty}\ \dot{S}\left(\vec{\vartheta},t\right)\dot{F}_{ai}\left(\vec{\vartheta}, f_0\right)\exp\left\{j2\pi\ f_0\left(c^{-1}\vec{\vartheta}\vec{r}_i'\right)\right\}d\vec{\vartheta}, \tag{2.60}$$

а вираз $\dot{F}_{ai}\left(\vec{\vartheta}, f_0\right)\exp\left\{j2\pi\ f_0\left(c^{-1}\vec{\vartheta}\vec{r}_i'\right)\right\}$ визначається рівністю (2.56).

Розглянемо комплексну просторову функцію взаємної когерентності комплексних аналітичних сигналів, дійсні і уявні частини яких сформовані на виходах двох довільних μ-їх та ν-їх елементарних антен:

$$\left\langle \dot{S}\left(t,\vec{r}'_{\mu}\right)\dot{S}^{*}\left(t,\vec{r}'_{\nu}\right)\right\rangle = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\left\langle \dot{S}\left(\vec{\vartheta}_1,t\right)\dot{S}_2^{*}\left(\vec{\vartheta}_2,t\right)\right\rangle \times$$
$$\times \dot{F}_{a\mu}\left(\vec{\vartheta}_1, f_0\right)\dot{F}^{*}_{a\nu}\left(\vec{\vartheta}_2, f_0\right)\exp\left\{ j2\pi f_0 c^{-1}\left(\vec{\vartheta}_1\vec{r}'_{\mu} - \vec{\vartheta}_2\vec{r}'_{\nu}\right)\right\} d\vec{\vartheta}_1 d\vec{\vartheta}_2 =$$
$$= \int_{-\infty}^{\infty} 4\Delta F G\sigma^{0}\left(\vec{\vartheta}, f_0\right)\dot{F}_{a\mu}\left(\vec{\vartheta}, f_0\right)\dot{F}^{*}_{a\nu}\left(\vec{\vartheta}, f_0\right)\exp\left\{ j2\pi f_0 c^{-1}\vec{\vartheta}\left(\vec{r}'_{\mu} - \vec{r}'_{\nu}\right)\right\} d\vec{\vartheta} =$$
$$= 4\Delta F\,\dot{\Gamma}_{\mu\nu}\left(f_0\right), \tag{2.61}$$

де на підставі виразів (2.7), (2.8)

$$\left\langle \dot{S}_1\left(\vec{\vartheta}_1,t\right)\dot{S}_2^{*}\left(\vec{\vartheta}_2,t\right)\right\rangle = 4\Delta F G\sigma^{0}\left(\vec{\vartheta}_1, f_0\right)\delta\left(\vec{\vartheta}_1 - \vec{\vartheta}_2\right). \tag{2.62}$$

Складова виразу (2.61) має вигляд:

$$\dot{\Gamma}_{\mu\nu}\left(f_0\right) = \int_{-\infty}^{\infty} G\sigma^{0}\left(\vec{\vartheta}, f_0\right)\dot{F}_{a\mu}\left(\vec{\vartheta}, f_0\right)\dot{F}^{*}_{a\nu}\left(\vec{\vartheta}, f_0\right)\times$$
$$\times\exp\left\{ j2\pi\ f_0 c^{-1}\vec{\vartheta}\left(\vec{r}'_{\mu} - \vec{r}'_{\nu}\right)\right\} d\vec{\vartheta}. \tag{2.63}$$

Матриця чисел $\dot{\Gamma}_{\mu\nu}\left(f_0\right)$, є показником ступеня когерентності сигналів, сформованих на виходах елементарних антен. Видно, що отримані числа збігаються з числами другої формули (2.55) на частотах $f = f_{0m}$. Тоді на підставі цієї формули, а також на підставі формули (2.54) на частотах $f = f_{0m}$ оцінку зображення $G\sigma^{0}\left(\vec{\vartheta}_k, f\right)$ знаходимо у вигляді дискретного перетворення Фур'є сукупності цих чисел, які тепер є відповідним практичним етапом алгоритму обробки сигналів, тобто формуванням просторової функції взаємної когерентності комплексних аналітичних сигналів $\left\langle \dot{S}\left(t,\vec{r}'_{\mu}\right)\dot{S}^{*}\left(t,\vec{r}'_{\nu}\right)\right\rangle$

$$G\hat{\sigma}^{0}\left(\vec{\vartheta}_k, f\right) = \sum_{\mu=1}^{N}\sum_{\nu=1}^{N}\dot{\Gamma}_{\mu\nu}\left(f_0\right)\exp\left[-j2\pi f_0\frac{\vec{\vartheta}_k\left(\vec{r}'_{\mu} - \vec{r}'_{\nu}\right)}{c}\right] =$$
$$= \frac{1}{4\Delta F}\sum_{\mu=1}^{N}\sum_{\nu=1}^{N}\left\langle \dot{S}\left(t,\vec{r}'_{\mu}\right)\dot{S}^{*}\left(t,\vec{r}'_{\nu}\right)\right\rangle\exp\left[-j2\pi f_0\frac{\vec{\vartheta}_k\left(\vec{r}'_{\mu} - \vec{r}'_{\nu}\right)}{c}\right]. \tag{2.64}$$

Формулу (2.55) для чисел $\dot{\Gamma}_{ik}(f_0)$, що виражена через функцію когерентності $\dot{\Gamma}_B(\cdot)$ і взаємну кореляційну функцію АФР елементарних антен $\dot{R}_{aik(АФР)}[\cdot]$ отримаємо такий спосіб.

Запишемо добуток діаграм спрямованості в такому вигляді

$$\dot{F}_{a\mu}(\vec{\vartheta}, f_0)\dot{F}^*_{av}(\vec{\vartheta}, f_0) = \int\limits_{-\infty(D')}^{\infty}\int\limits_{-\infty(D')}^{\infty} \dot{I}_{a\mu}(\vec{r}_1', f_0)\dot{I}^*_{av}(\vec{r}_2', f_0)\times$$

$$\times\exp\left\{j2\pi\ f_0 c^{-1}\vec{\vartheta}(\vec{r}_1' - \vec{r}_2')\right\} d\vec{r}_1' d\vec{r}_2' =$$

$$= \int\limits_{-\infty(D')}^{\infty}\left\{\int\limits_{-\infty(D')}^{\infty} \dot{I}_{a\mu}(\vec{r}_1', f_0)\dot{I}^*_{av}(\vec{r}_1' - \Delta\vec{r}', f_0) d\vec{r}_1'\right\}\times \qquad (2.65)$$

$$\times\exp\left\{j2\pi\ f_0 c^{-1}\vec{\vartheta}\Delta\vec{r}'\right\} d\Delta\vec{r}' =$$

$$= \int\limits_{-\infty(D')}^{\infty} \dot{R}_{a\mu v(АФР)}(\Delta\vec{r}', f_0)\exp\left\{j2\pi\ f_0 c^{-1}\vec{\vartheta}\Delta\vec{r}'\right\} d\Delta\vec{r}' \phi.$$

Вважаючи значення меж інтегрування досить великими, впливом їх змін при заміні змінних тут нехтуємо.

Підставами цей вираз, а також вираз (2.16) для спектральної функції зображення в формулу (2.63). В результаті отримаємо формулу (2.55).

$$\dot{\Gamma}_{\mu v}(f_0) = \int\limits_{-\infty}^{\infty} B(\vec{\vartheta}, f_0)\dot{F}_{a\mu}(\vec{\vartheta}, f_0)\dot{F}^*_{av}(\vec{\vartheta}, f_0)\exp\left\{j2\pi\ f_0 c^{-1}\vec{\vartheta}(\vec{r}_\mu' - \vec{r}_v')\right\} d\vec{\vartheta} =$$

$$= \int\limits_{-\infty}^{\infty}\frac{f_0^2}{c^2}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\dot{\Gamma}_B(f_0, \Delta\vec{r})\exp\left\{-j2\pi\ f_0 c^{-1}\vec{\vartheta}\Delta\vec{r}'\right\} d\Delta\vec{r}'\times$$

$$\times\int\limits_{-\infty(D')}^{\infty}\dot{R}_{a\mu v(АФР)}(\Delta\vec{r}', f_0)\exp\left\{j2\pi\ f_0 c^{-1}\vec{\vartheta}\Delta\vec{r}'\right\} d\Delta\vec{r}'\times$$

$$\times\exp\left\{j2\pi\ f_0 c^{-1}\vec{\vartheta}(\vec{r}_\mu' - \vec{r}_v')\right\} d\vec{\vartheta} =$$

$$= \int\limits_{-\infty}^{\infty}\frac{f_0^2}{c^2}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\dot{\Gamma}(f_0, \Delta\vec{r}_1')\dot{R}_{a\mu v(АФР)}(\Delta\vec{r}_2', f_0)\times \qquad (2.66)$$

$$\times\int\limits_{-\infty}^{\infty}\exp\left\{-j2\pi\ f_0 c^{-1}\vec{\vartheta}\left[\Delta\vec{r}_1' - \Delta\vec{r}_2' - (\vec{r}_\mu' - \vec{r}_v')\right]\right\} d\vec{\vartheta}\Delta\vec{r}_1'\Delta\vec{r}_2' =$$

$$= \int\limits_{-\infty}^{\infty}\frac{f_0^2}{c^2}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\dot{\Gamma}_B(f_0, \Delta\vec{r}_1')\dot{R}_{a\mu v(АФР)}(\Delta\vec{r}_2', f_0)\frac{c^2}{f_0^2}\delta\left[\Delta\vec{r}_1' - \Delta\vec{r}_2' - (\vec{r}_\mu' - \vec{r}_v')\right]\Delta\vec{r}_1'\Delta\vec{r}_2' =$$

$$= \int\limits_{-\infty}^{\infty}\dot{\Gamma}_B(f_0, \Delta\vec{r}')\dot{R}_{a\mu v(АФР)}\left[f_0, \Delta\vec{r}' - (\vec{r}_\mu' - \vec{r}_v')\right]\Delta\vec{r}'.$$

Практичну реалізацію алгоритму формування показника ступеня когерентності $\dot{\Gamma}_{ij}(f_0)$ можна здійснити відповідно до формули, аналогічної (2.40), але враховуючи дискретний характер побудови АР із заміною операції інтегрування підсумовуванням. Вважаючи АР двовимірною, позначимо положення фазових центрів елементарних антен $\vec{r}'_{nl}$, $n=\overline{1,N}$, $l=\overline{1,L}$. і відповідно їх вихідні сигнали $\dot{S}\left(t,\vec{r}'_{nl}\right)$ подвійними індексами, отримаємо алгоритм формування показника ступеня когерентності $\dot{\Gamma}_{ij}(f_0)$

$$\left.\begin{aligned} 4\Delta F\dot{\Gamma}_{ij}(f_{0m})=\left\langle \dot{S}\left(t,\vec{r}'_{\mu}\right)\dot{S}^{*}\left(t,\vec{r}'_{v}\right)\right\rangle \approx \frac{1}{TNL}\sum_{n=0}^{N-1}\sum_{l=0}^{L-1}\int_{0}^{T}\dot{S}\left(t,\vec{r}'_{nl}\right)\dot{S}^{*}\left(t,\vec{r}'_{n-i,l-j}\right)dt, \\ \vec{r}'_{nl}-\vec{r}'_{n-i,l-j}=\Delta\vec{r}'_{ij}. \end{aligned}\right\}. \quad (2.67)$$

Таким чином, для реалізації другого варіанту апертурного синтезу зображень в активних РЛС з підкрильних або підфюзеляжних АР зі стохастичними надширокосмугові зондувальними сигналами у вигляді відрізків реалізацій стаціонарних випадкових процесів і їх неявним фокусуванням на відображаючі елементи поверхні необхідно виконати наступні алгоритмічні операції:

– розфільтрувати спектр прийнятого надширокомугового сигналу на вузькі смуги частот, в яких сигнали задовольняють умовам ПЧВ (КМН) і в яких його спектрально-кореляційні характеристики практично постійні;

– відповідно до формули (2.67) на кожній смузі частот сформувати сукупність показників ступеня когерентності $\dot{\Gamma}_{ij}(f_{0m})$;

– до отриманої сукупності чисел $\dot{\Gamma}_{ij}(f_{0m})$ застосувати дискретне перетворення Фур'є

$$\left.\begin{aligned} \sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{L}\dot{\Gamma}_{ij}(f_{0m})\exp\left(-j2\pi f_{0m}\frac{\vec{\vartheta}_k\Delta\vec{r}'_{ij}}{c}\right), \\ \Delta\vec{r}'_{ij}=\vec{r}'_{i}-\vec{r}'_{j}. \end{aligned}\right\}; \quad (2.68)$$

– підсумувати зображення, отримані в різних смугах частот.

Можливі й інші варіанти апертурного синтезу, наприклад, шляхом формування других похідних просторових функцій когерентності надширокосмугових сигналів. Однак ці варіанти вимагають відповідних додаткових досліджень.

.

3 МОДЕЛЮВАННЯ V-ПЕРЕТВОРЕННЯ ДЛЯ ВИПАДКОВИХ ПОЛІВ

Формула (3.1) є основою теореми, яка є узагальненням теорем Хинчина–Вінера і Ван Ціттерта–Церніке для просторового аналізу кореляційно-енергетичних характеристик надширокосмугового просторово-часового випадкового процесу. Цю теорему сформулюємо наступним чином.

$$P\left(\vec{\vartheta}\right)=\int_{-\infty}^{\infty}G\sigma^{0}\left(\vec{\vartheta},f\right)df=-\frac{1}{c^{2}\left(2\pi\right)^{2}}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{d^{2}}{d\tau^{2}}R\left(\tau=-\frac{\vec{\vartheta}\ \Delta\vec{r}'}{c},\Delta\vec{r}'\right)d\Delta\vec{r}'. \quad (3.1)$$

Середня потужність $P\left(\vec{\vartheta}\right)$, відбитого від протяжного об'єкта, надширокосмугового стохастичного сигналу у вигляді функції кутових координат $\vec{\vartheta}$, що представляє його радіолокаційне зображення, визначається інтегралом другої похідної просторово-часової кореляційної функції поля в області його спостереження для тих моментів часу $\tau=-\frac{\vec{\vartheta}\ \Delta\vec{r}'}{c}$, які відповідають запізнюванням плоского фронту падаючого поля на площину його спостереження.

Підставивши в неї похідну від кореляційної функції та вважаючи рівність $\tau_m=-\frac{\vec{\vartheta}_m\ \Delta\vec{r}'}{c}$ для конкретного напряму $\vec{\vartheta}_m$ з безлічі всіх напрямків, що покривають досліджуваний просторово-часовий об'єкт або поверхню, отримуємо наступну рівність:

$$\begin{aligned}
P\left(\vec{\vartheta}_m\right)&=-\frac{1}{c^{2}\left(2\pi\right)^{2}}\int_{-\infty}^{\infty}-c^{2}\left(2\pi\right)^{2}\times\\
&\times\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{f^{2}}{c^{2}}G\sigma^{0}\left(\vec{\vartheta},f\right)\exp\left\{j2\pi f\ \frac{\left(\vec{\vartheta}\ -\vec{\vartheta}_m\ \right)\Delta\vec{r}'}{c}\right\}df\,d\vec{\vartheta}d\Delta\vec{r}'=\\
&=\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{f^{2}}{c^{2}}G\sigma^{0}\left(\vec{\vartheta},f\right)\times\left\{\int_{-\infty}^{\infty}\exp\left\{j2\pi f\ \frac{\left(\vec{\vartheta}\ -\vec{\vartheta}_m\ \right)\Delta\vec{r}'}{c}\right\}d\Delta\vec{r}'\right\}df\,d\vec{\vartheta}=\\
&=\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}G\sigma^{0}\left(\vec{\vartheta},f\right)\delta\left(\vec{\vartheta}\ -\vec{\vartheta}_m\ \right)df\,d\vec{\vartheta}=\int_{-\infty}^{\infty}G\sigma^{0}\left(\vec{\vartheta}_m,f\right)df,
\end{aligned} \quad (3.2)$$

складова виразу (3.2) має вигляд:

$$\frac{c^2}{f^2}\delta\left(\vec{\vartheta}-\vec{\vartheta}_m\right)=\int_{-\infty}^{\infty}\exp\left\{j2\pi f\,\frac{\left(\vec{\vartheta}-\vec{\vartheta}_m\right)\Delta\vec{r}'}{c}\right\}d\Delta\vec{r}'. \qquad (3.3)$$

Для дискретної двовимірної АР з числом антен $\nu=\overline{1,N}$, $\mu=\overline{1,M}$, і дискретним покриттям поверхні досліджуваного об'єкта напрямками $\vec{\vartheta}_m$ вираз (3.1) прийме такий вигляд

$$P\left(\vec{\vartheta}_m\right)=-\frac{1}{c^2(2\pi)^2}\sum_{i=1}\sum_{k=1}\frac{d^2}{d\tau^2}R_{ik}\left(\tau_{mik}=-\frac{\vec{\vartheta}_m\,\Delta\vec{r}'_{ik}}{c}\right), \qquad (3.4)$$

$$\vec{r}'_{\nu\mu}-\vec{r}'_{\nu-i,\mu-k}=\Delta\vec{r}'_{ik}. \qquad (3.5)$$

Формули (3.2) та (3.4) вказують на сукупність математичних і алгоритмічних операцій побудови зображення. Необхідно інтегрувати (підсумувати) значення другої похідної кореляційної функції $R\left(\tau,\Delta\vec{r}'\right)$ в ті моменти часу $\tau_{mik}=-\frac{\vec{\vartheta}_m\,\Delta\vec{r}'_{ik}}{c}$, в які кореляційна функція $R\left(\tau=-\frac{\vec{\vartheta}\,\Delta\vec{r}'}{c},\Delta\vec{r}'\right)$ і її друга похідна $-\frac{d^2}{d\tau^2}R\left(\tau=-\frac{\vec{\vartheta}\,\Delta\vec{r}'}{c},\Delta\vec{r}'\right)$ мають максимальні значення для кожного конкретного обраного напрямку $\vec{\vartheta}_m$. Ці моменти часу відповідають запізнюванням плоского фронту падаючої хвилі, що надходить із цього напрямку до розкриву антенної системи.

Для перевірки отриманих в попередньому розділі співвідношень для V перетворень необхідно виконати моделювання

У першому випадку промодельовано V-перетворення від випадкового поля. Полоса частоти дорівнює 20 ГГц. Величина кроку по перемінній координати буде дорівнювати:

$$\Delta x=\frac{c}{10}\cdot\frac{R_{\max}}{f_{\max}}. \qquad (3.6)$$

Зондуючий сигнал та його спектральний образ показані на рисунку 3.1.

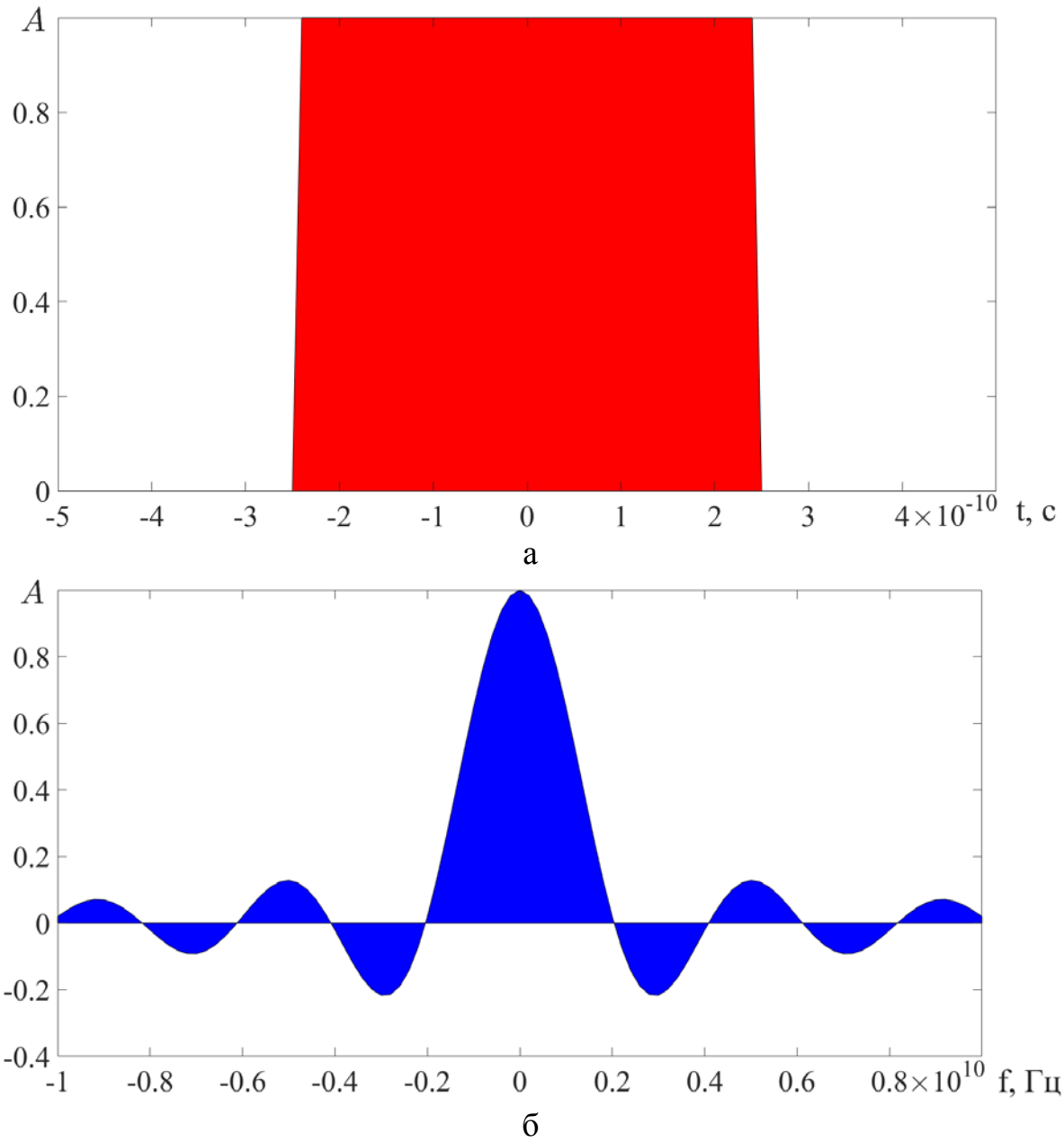


Рисунок 3.1 — НШС сигнал: а - в часовій області;
б -у спектральній області

Випадкове поле має вигляд як на рисунку 3.2.

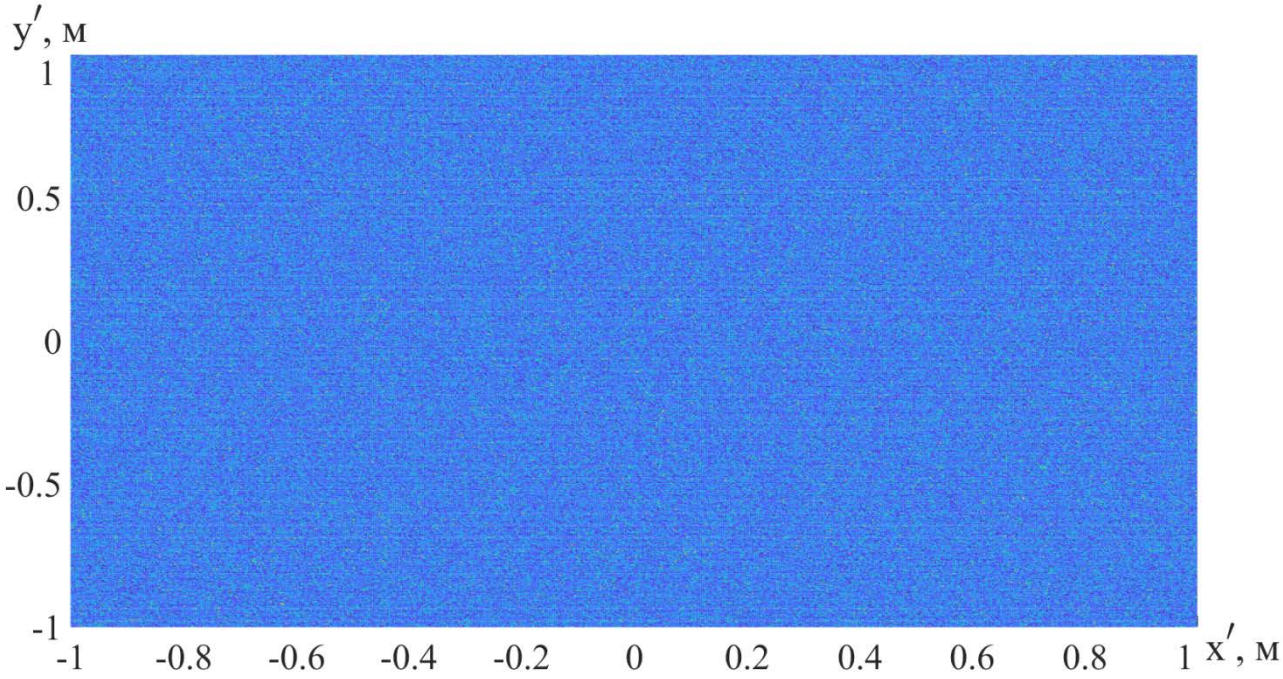


Рисунок 3.2 — Випадкове поле

В загальному випадку результатом V перетворення від поля буде показувати просторово-спектральну область чутливості. На рисунку 3.3 показано просторово-спектральна область чутливості на рівні 0,707. Амплітуда сигналу оцінюється (в герцах) за допомогою виразу:

$$Z = \int V_F\{z(x', y', t)\}df$$

На рисунку 3.4 показано модуль цієї функції.

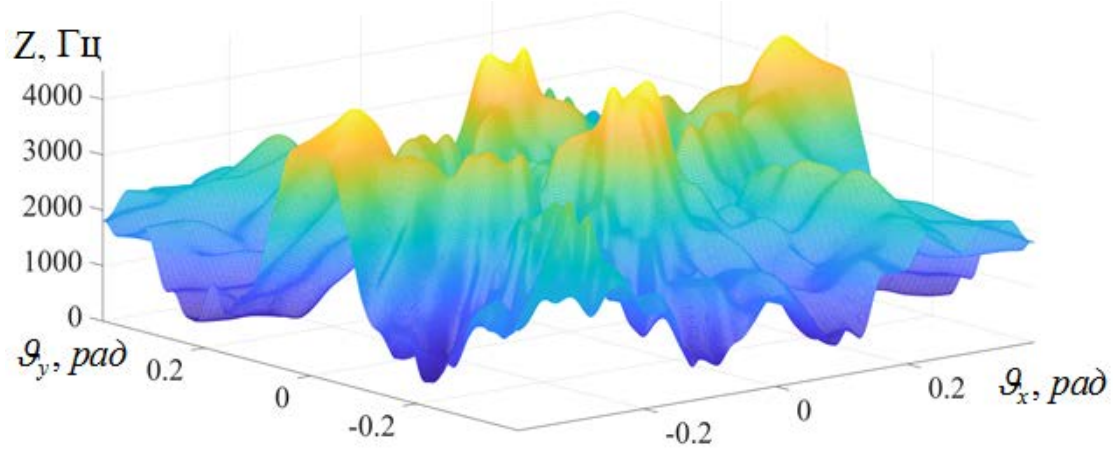


Рисунок 3.3 — Просторово-спектральна область чутливості випадкового поля

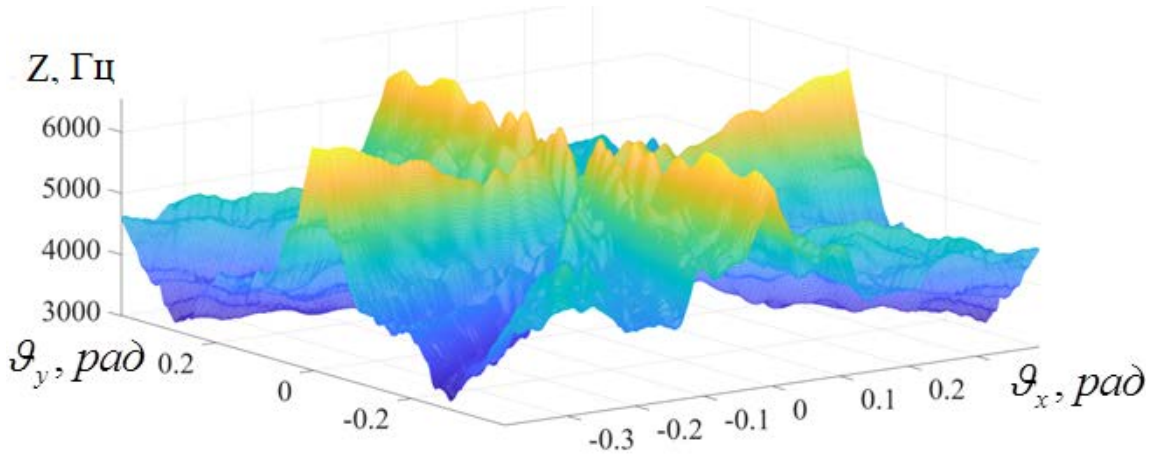


Рисунок 3.4 — Модуль просторово-спектральної області чутливості випадкового поля

Також на рисунку 3.5 показано контурний графік розподілення частот в залежності від координат. Також його можна інтерпретувати, як графік прозоростей по частотах НШС сигналу

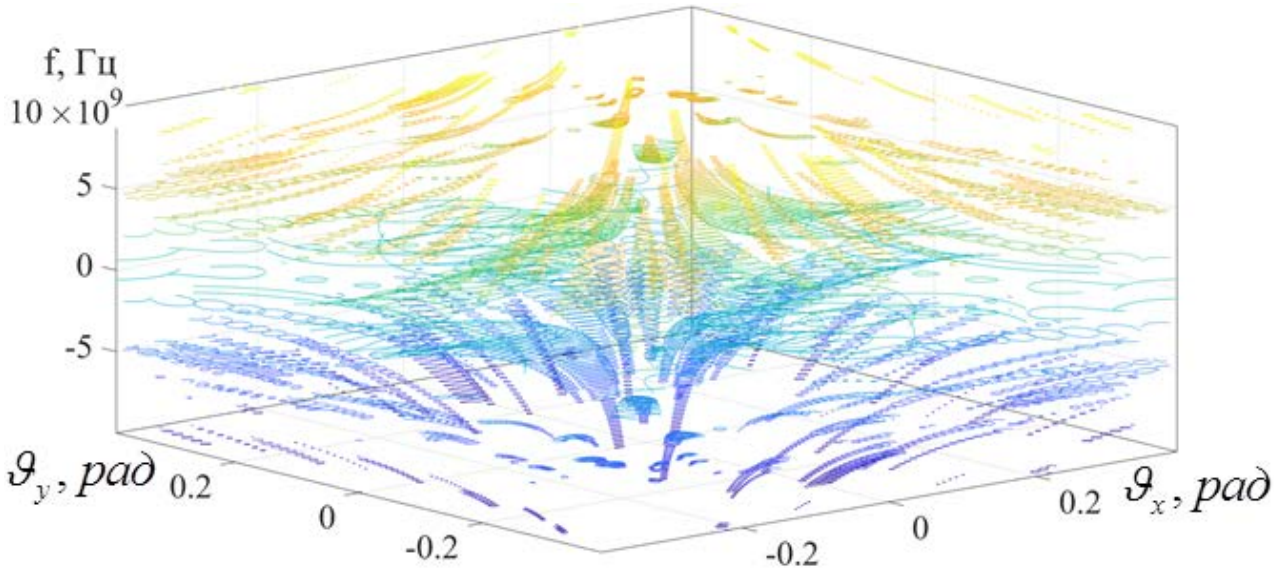


Рисунок 3.5 — Контурний графік розподілення частот $\left|V_F\left\{z\left(x',y',t\right)\right\}\right|$

Розглянемо також випадок реєстрації рисунку місцевості з наявними шумами. На рисунку 3.6 зображена місцевість на радіолокаційному знімку з врахуванням шумової складової.

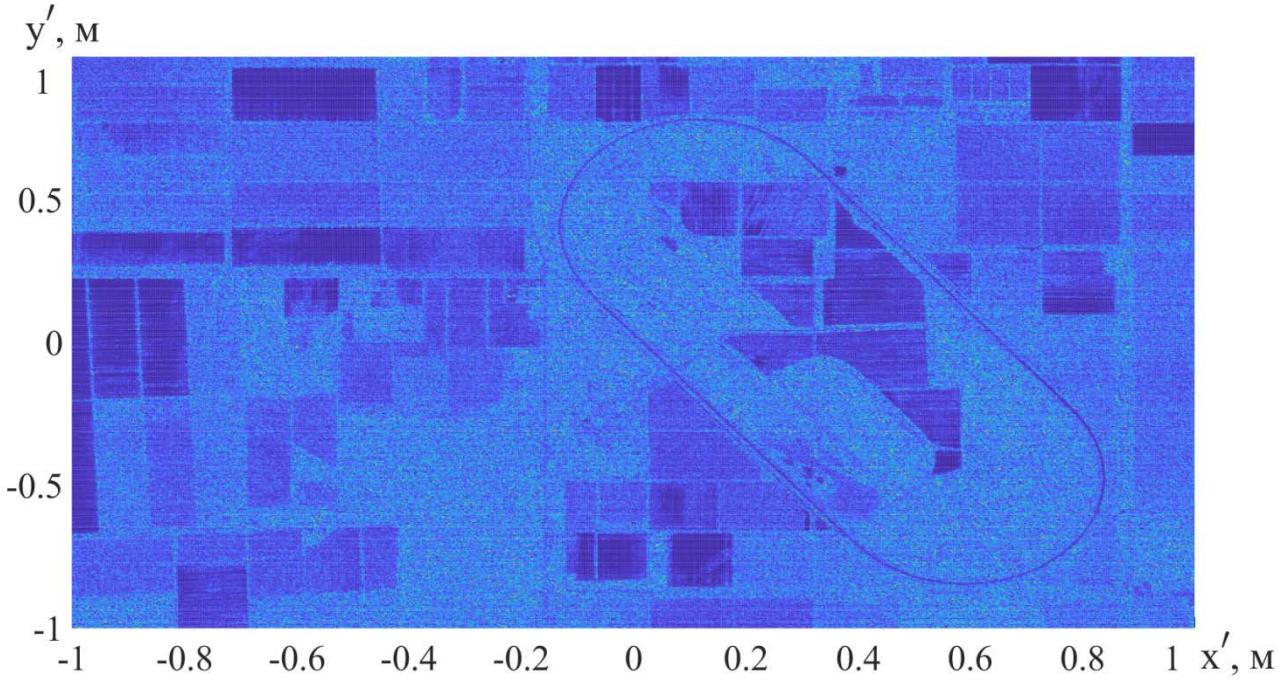


Рисунок 3.6 — Радіолокаційне зображення
з врахуванням шумів

Для такого випадку також виконано V-перетворення, його результат зображено на рисунку 3.7 та на рисунку 3.8 зображено модуль результуючої функції

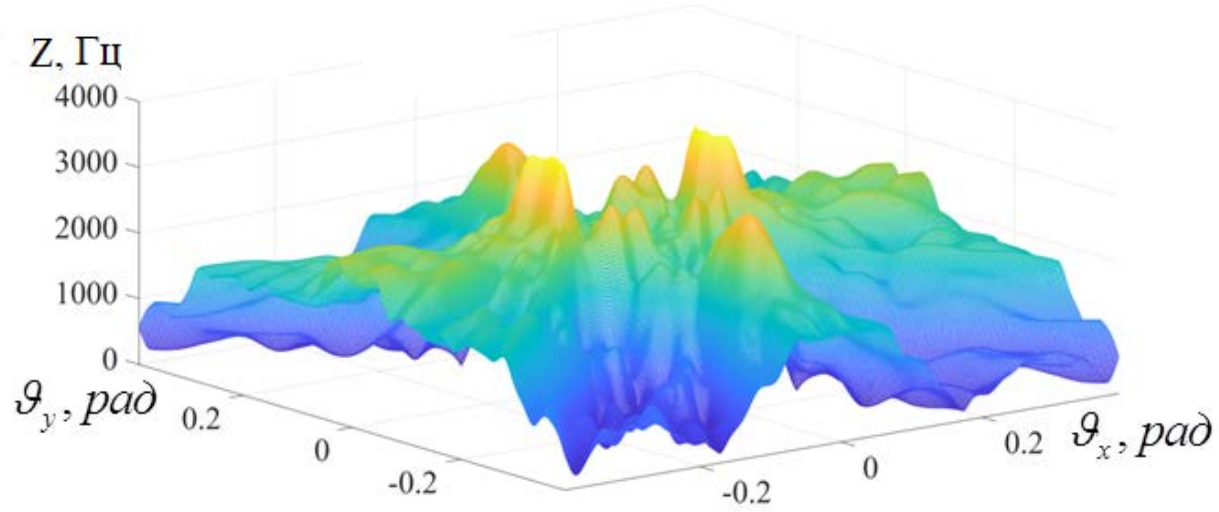


Рисунок 3.7 — Результат V-перетворення

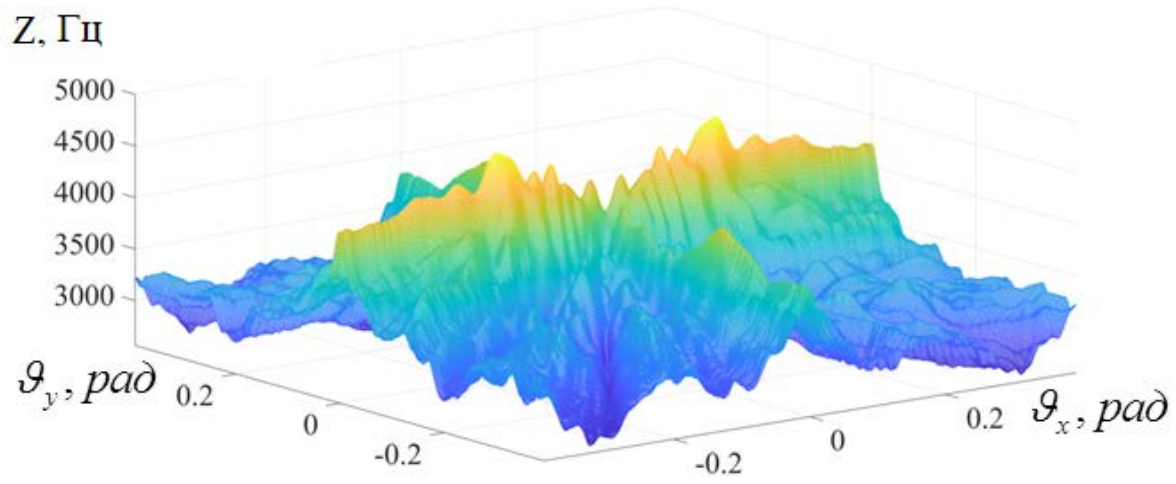


Рисунок 3.8 — Модуль результуючої функції

На рисунку 3.9 показано графік розподілення частот

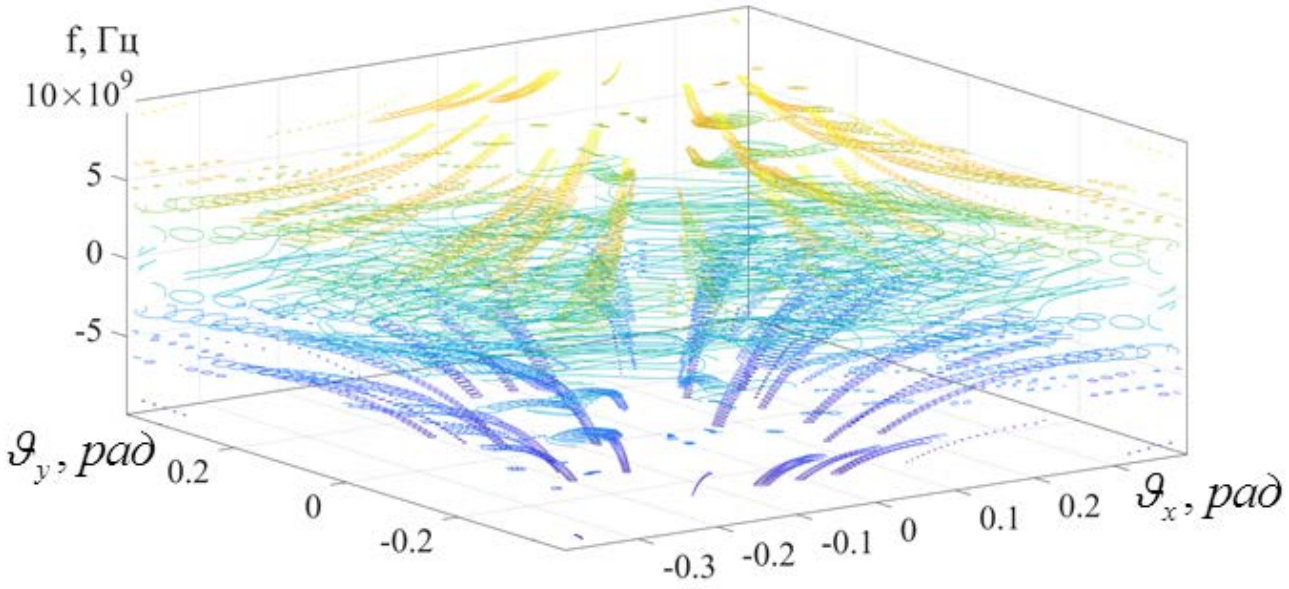


Рисунок 3.9 — Контурний графік розподілення частот $\left|V_F\left\{z\left(x',y',t\right)\right\}\right|$

4 ЕКОНОМІЧНИЙ РОЗДІЛ

В даній дипломній роботі проводиться оцінка собівартості проекту «Активний апертурний синтез зображень з використанням стохастичних сигналів».

Оскільки результатом даної роботи є аналіз науково-технічної інформації, а саме моделювання V-перетворення в системах активного апертурного синтезу, то має сенс розглядати економічну ефективність з точки зору витрат. Дане дослідження потребує участі одного виконавця: інженера.

Для роботи над цим проектом треба мати:

– приміщення;

– робоче місце;

– ноутбук Acer Aspire 7 A715-72G-5610;

– програмне забезпечення MATLAB (на період проекту);

– додаткові комплектуючі, а саме принтер Epson Workforce WF-7110 (з чорнилами в комплекті), канцтовари та пачка паперу.

Таблиця 4.1 – Розрахунок трудомісткості робіт

№	Вид роботи	Трудомісткість, роб. дні	Виконавець
			Інженер
1	Розробка технічного завдання	3	+
2	Постановка задачі	2	+
3	Збір та аналіз літератури	6	+
4	Проведення моделювання	9	+
5	Аналіз отриманих результатів	4	+
6	Складення звіту згідно з отриманими результатами	4	+
Разом		28	28

Витрати на заробітну плату визначаються як сума основної і додаткової заробітної плати всіх працівників, які зайняті розробкою. Основна заробітна плата – винагорода за виконану роботу відповідно до встановлених норм праці. Існує дві форми заробітної плати:

– погодинна – це заробітна плата за фактично відпрацьований час;

– відрядна – це заробітна плата за кількість виробленої продукції.

В даному випадку заробітна плата працівника – погодинна. Звідси основна заробітна плата розраховується як добуток годинної тарифної ставки на кількість фактично відпрацьованих годин:

$$ЗП_{ОС} = t_{год.\ тар.} \cdot t_{ф.\ впр.}, \quad (4.1)$$

де $ЗП_{ОС}$ – основна заробітна плата, грн;

$t_{год.\ тар.}$ – годинна тарифна ставка, грн/год;

$t_{ф.\ впр.}$ – фактично відпрацьований час, год.

Моделювання здійснювалося одним інженером. Годинна ставка інженера становить 52 грн/год.. За допомогою формули (4.1), з урахуванням 8-годинного робочого дня, і годинної ставки виконується розрахунок основної заробітної плати інженера:

$$ЗП_{ОС} = ЗП_{ОС\ 1.} = 52\ грн \cdot (8 \cdot 28)\ год. = 11648\ грн.$$

Далі проводиться розрахунок додаткової заробітної плати, яка становить 20% від основної заробітної плати і розраховується як

$$ЗП_{дод} = ЗП_{ОС} \cdot 20\%, \quad (4.2)$$
$$ЗП_{дод} = 11648\ грн \cdot 20\% = 2329{,}6\ грн.$$

Загальна заробітна плата складається з суми основної та додаткової, та становить

$$ФЗП = ЗП_{ОС} + ЗП_{дод}, \quad (4.3)$$
$$ФЗП = 11648\ грн + 2329{,}6\ грн = 13977{,}6\ грн.$$

Відрахування в соціальні фонди здійснювалося за нормативом, який складає 22% від заробітної плати працівника. Єдиний соціальний внесок (ЄСВ) розраховується за формулою:

$$ЄСВ = ЗП \cdot N_{соц.}, \quad (4.4)$$

де $ЗП$ – заробітна плата, грн;

$N_{соц.}$ – коефіцієнт соціальних відрахувань, %.

Розрахуємо ЄСВ:

$$ЄСВ = 13977{,}6\ грн \cdot 0{,}22 = 3075{,}07\ грн.$$

У таблицях 4.2 та 4.3 зведені витрати на матеріали і комплектуючі, а також вартість основних засобів, яке знадобиться для виконання поставленого завдання відносно.

Робоче приміщення являє собою орендований офіс на місяць (30 днів) площею 30 м^2 з ціною в 233 грн за один метр квадратний. Витрати на

споживану електроенергію вже входять до орендної плати за робоче приміщення. Робоче місце являє собою комплект офісних меблів потрібний для роботи.

Таблиця 4.2 – Витрати на матеріали і програмне забезпечення

Найменування	Ціна за одиницю, грн	Кількість, шт	Ціна, грн
Ліцензія MATLAB (на період проекту)	2200	1	2200
Ручки	20	2	40
Олівці	10	2	20
Ластик	5	1	5
Пачка паперу	89	1	89
Інтернет	150	1	150
Усього, грн			2504

Таблиця 4.3 – Вартість основних засобів

Найменування	Ціна за одиницю, грн	Кількість, шт	Ціна, грн
Робоче місце інженера	6000	1	6000
Ноутбук Acer Aspire 7 A715-72G-5610	24000	1	24000
Принтер Epson Workforce WF-7110 (з чорнилами в комплекті)	7150	1	7150
Усього, грн			37150

Амортизація обладнання – поступовий знос основних фондів (обладнання, будівлі, споруди) і перенесення їх вартості з врахуванням частки виготовляється в процесі роботи.

Амортизацію обладнання як елемент собівартості даної продукції пропонується розраховувати за такою формулою:

$$A_м = \frac{ОЗ \cdot Н_{ам} \cdot Д_{рд}}{Д_{рр}}, \quad (4.5)$$

де $A_м$ – амортизаційні відрахування по обладнанню, грн;

$ОЗ$ –вартість основних засобів, грн;

$Н_{ам}$ – річна норма амортизації, %;

$Д_{рд}$ – кількість робочих днів за проектом;

$Д_{рр}$ – кількість робочих днів у році.

Враховуючи, що у 2019 році 250 робочих днів обчислимо за формулою (4.5) амортизацію:

$$A = \frac{37150\ грн \cdot 0,25 \cdot 28}{250} = 1040,20\ грн.$$

Інші витрати розраховуються від основної заробітної плати за формулою

$$ІВ = ЗП_{ОС} \cdot 18\%. \quad (4.6)$$

Отже, інші витрати становлять:

$$ІВ = 11648\,грн \cdot 0,18 = 2096,64\ грн.$$

Собівартість – це вартісна оцінка використовуваних в процесі виробництва продукції (робіт, послуг) природних ресурсів, сировини, матеріалів, палива, енергії, основних фондів, трудових ресурсів та інших витрат на її виробництво і реалізацію. Собівартість дорівнює сумі всіх витрат на розробку і розраховується за формулою

$$СВП = МВ + ОП + СВ + А + ІВ + ОР, \quad (4.7)$$

де *СВП* – собівартість проекту, грн;
МВ – матеріальні витрати, грн;
ОП – оплата праці, грн;
СВ – соціальні відрахування, грн;
А – амортизація, грн;
ІВ – інші витрати, грн;
ОР – оренда приміщення, грн.

Розрахуємо собівартість проекту:

$$СВП = (2504 + 13977,6 + 3075,07 + 1040,20 + 2096,64 + 6990)\,грн = 29683,51\,грн.$$

Таблиця 4.4 – Загальні економічні показники

Найменування	Значення, грн.	Примітка, формула №
Витрати на матеріали і програмне забезпечення	2504	Таблиця 4.2
Фонд заробітної плати	13977,6	(4.3)
ЄСВ	3075,07	(4.4)
Амортизаційні відрахування	1040,20	(4.5)
Інші витрати	2096,64	(4.6)
Оренда приміщення	6990	–
Собівартість	29683,51	(4.7)

Згідно з розрахунками, загальна собівартість проведення цього проекту становить 29683 гривні 51 копійка.

Натомість розглянемо інший варіант проведення цього проекту, коли:

– виконують цю роботу два працівника: інженер та молодший науковий співробітник;

– робоче приміщення та робочі місця надаються кафедрою 501 ХАІ у вигляді лабораторії;

– використовується пробна версія MATLAB, що становить 30 діб, функціоналу якої достатньо для проведення моделювання.

Перерахуємо трудомісткість з урахуванням нових умов (таблиця 4.5).

Таблиця 4.5 – Розрахунок трудомісткості робіт

№	Вид роботи	Тривалість, дні	Трудомісткість, роб. дні	Виконавець	
				Інженер	Молодший науковий співробітник
1	Розробка технічного завдання	3	3	+	
2	Постановка задачі	2	2	+	
3	Збір та аналіз літератури	3	6	+	+
4	Проведення моделювання	9	9		+
5	Аналіз отриманих результатів	2	4	+	+
6	Складення звіту згідно з отриманими результатами	4	4		+
Разом		23	28	10	18

Згідно з формулою (4.1) та враховуючи, що тарифна ставка для молодшого наукового співробітника складає 35 грн/год розрахуємо основну заробітну плату для інженера та молодшого наукового співробітника

$$ЗП_{ОСІ} = 52\ грн \cdot (10 \cdot 8)\ год = 4160\ грн,$$

$$ЗП_{ОСМНС} = 35\ грн \cdot (18 \cdot 8)\ год = 5040\ грн.$$

Основна заробітна плата, що являє собою суму основних заробітних плат виконувачів роботи, становить

$$ЗП_{ОС} = ЗП_{ОС1} + ЗП_{ОС МНС} = 4160\ грн + 5040\ грн = 9200\ грн.$$

Додаткову заробітну плату та загальну заробітну плату розрахуємо згідно з формулами (4.2) та (4.3) відповідно:

$$ЗП_{дод} = 9200\ грн \cdot 0,2 = 1840\ грн.$$
$$ЗП = 9200\ грн + 1840\ грн = 11040\ грн.$$

ЄСВ становить (формула (4.4)):

$$ЄСВ = 11040\ грн \cdot 0,22 = 2428,8\ грн.$$

Згідно з умов зміняться й витрати на матеріали і комплектуючі, а також вартість основних засобів. Зведемо ці показники у таблицях 4.6 та 4.7 відносно.

Таблиця 4.6 – Витрати на матеріали

Найменування	Ціна за одиницю, грн	Кількість, шт	Ціна, грн
Ручки	20	4	80
Олівці	10	4	40
Ластик	5	2	10
Пачка паперу	89	1	89
Усього, грн			219

Таблиця 4.7 – Вартість основних засобів

Найменування	Ціна за одиницю, грн	Кількість, шт	Ціна, грн
Ноутбук Acer Aspire 7 A715-72G-5610	24000	1	24000
Принтер Epson Workforce WF-7110 (з чорнилами в комплекті)	7150	1	7150
Усього, грн			31150

Розрахуємо амортизацію згідно з формулою (4.5):

$$A_м = \frac{31150\ грн \cdot 0,25 \cdot 23}{250} = 716,45\ грн.$$

Інші витрати розраховуються від заробітної плати інженера за формулою (4.6)

$$IB = 9200\ грн \cdot 0{,}18 = 1656\ грн.$$

Витрати на експлуатацію обладнання включають витрати на електроенергію. Так як період роботи становить 23 робочих дня, тобто 184 робочих годин, планові ремонти не проводилися, отже, витрат на обслуговування не було. Тому витрати на утримання складаються тільки з витрат на електроенергію. Ноутбук споживає – 0,09 кВт/год; одна лампа – 0,02 кВт/год, принтер – 0,375 кВт/год (робочий режим), 0,0087 кВт/год (в режимі очікування), 0,0017 кВт/год (сплячий режим). Так як час роботи кожного обладнання різний, то розрахунок витрат на електроенергію здійснюється для кожного виду обладнання окремо, згідно з формулою

$$S_E = T_{ap} \cdot T_j \cdot W_j, \tag{4.8}$$

де S_E – витрати на електроенергію, грн;

T_{ap} – тариф електроенергії, грн;

T_j – час роботи *j*-го обладнання, год;

W_j – споживана потужність *j*-го обладнання, кВт/год.

Тариф на електроенергію для підприємств становить 2,01 грн за 1 кВт на годину. Загальна кількість часу роботи ноутбуку – 184 год., ламп освітлення – 74 год. кожної (так як вони включаються тільки ввечері), принтера – 4 год. в режимі повноцінного функціонування, 23 год. в режимі очікування та 157 год. в сплячому режимі. Для наочності результат розрахунку витрат представлений в таблиці 4.8.

Таблиця 4.8 – Результати розрахунку витрат на електроенергію

Обладнання	Кількість, шт	Споживана потужність (для однієї одиниці), кВт/год	Час роботи (для однієї одиниці), год	Загальне споживання електроенергії, кВт/год	Витрати на електроенергію, грн
Ноутбук	1	0,09	184	16,56	33,29
Лампа освітлення	2	0,02	74	2,96	6
Принтер	1	0,375	4	1,5	3,02
		0,0087	23	0,2	0,4
		0,0017	157	0,27	0,54
Усього, грн					43,25

Знаходимо собівартість згідно формули (4.9), та зводимо загальні економічні показники у таблиці 4.9:

$$СВП = МВ + ОП + СВ + А + ІВ + S_{\Sigma}, \quad (4.9)$$

де S_{Σ} – загальні витрати на електроенергію, грн.

Розрахуємо собівартість проекту:

$$СВП = (219 + 11040 + 2428{,}8 + 716{,}45 + 1656 + 43{,}25)\,грн = 16103{,}5\,грн.$$

Таблиця 4.9 – Загальні економічні показники

Найменування	Значення, грн.	Примітка, формула №
Витрати на матеріали	219	Таблиця 4.6
Фонд заробітної плати	11040	(4.3)
ЄСВ	2428,8	(4.4)
Амортизаційні відрахування	716,45	(4.5)
Інші витрати	1656	(4.6)
Витрати на електроенергію	43,25	(4.8)
Собівартість	16103,5	(4.9)

Висновок: у цьому розділі були проведені розрахунки повного уявлення про витрати, що необхідні для проведення проекту. Були проведені розрахунки двох випадків з різними початковими умовами. Якщо моделювання та аналіз будуть проводитися першим варіантом, то тривалість проведення проекту складатиме 28 днів, але, якщо дослідження буде проводитись за другим варіантом, то цей час складатиме 23 робочих дні. Звідси можна зробити висновок, що завдяки залученню до роботи молодшого наукового співробітника дослідження може закінчитися на 5 днів раніше, що дозволить в подальшому виконати більш глибокий аналіз даних або повторне моделювання в разі потреби. Також треба зазначити, що у другому варіанті, завдяки відсутності плати за ліцензію MATLAB та інтернет були значно зменшені матеріальні витрати (на 2285 грн), що переходили повністю у собівартість проекту. Уникнення потреби в робочому місці знизили амортизаційні відрахування на 232,75 грн щодо першого варіанту. Якщо порівнювати собівартість проекту у першому та другому варіантах, то знаходимо, що перший варіант буде дорожчий на 13580,01 грн.

Пропонується виконувати дослідження за другим варіантом опираючись на собівартість та тривалість робіт. Як вже зазначалось, результатом цієї роботи є аналіз науково-технічної інформації, тому результат проекту не підлягає продажу, це означає, що у цьому розділі розглядалась економічна ефективність лише з точки зору витрат.

ВИСНОВОК

У даній дипломній роботі були отримані співвідношення для просторового аналізу кореляційно-енергетичних характеристик надширокосмугового просторово-часового випадкового процесу, використовуючи узагальнення теорем Хінчина-Вінера і Ван Ціттерта–Церніке.

Визначено, що середня потужність відбитого від протяжного об'єкта надширокосмугового стохастичного сигналу у вигляді функції кутових координат, що представляє його радіолокаційне зображення, визначається інтегралом другої похідної просторово-часової кореляційної функції поля в області його спостереження для тих моментів часу, які відповідають запізнюванням плоского фронту падаючого поля на площину його спостереження.

Визначення основних характеристик стохастичних процесів, що наведене в підрозділі 1.1, дає теоретичні відомості про функції кореляції двох випадкових процесів, щільності ймовірності процесів та ергодичність. Також у цьому розділі наведені основні відомості про стаціонарні гаусові випадкові процеси.

Основні види огляду в РЛС відображенні у підрозділі 1.2 мають сенс для подальшого вибору виду в розробці системи. У кожному підрозділі вказані принципи роботи систем з одним із видів огляду, вказані основні переваги та недоліки методів. Підрозділ 1.3 дає уявлення про характеристики та вимоги до сучасних надширокосмугових радіолокаційні систем, а в підрозділі 1.4 навелено принципи апертурного синтезу.

Розділ 2 присвячений алгоритмам формування зображень у надширокосмугових радіолокаційних системах активного апертурного синтезу. Для цього у підрозділі 2.1 була проведена постановка задачі, у підрозділі 2.2 був визначений сам алгоритм формування зображень, а в підрозділі 2.3 було описано метод обробки зареєстрованих антеною сигналів.

В імітаційному моделюванні (розділ 3) були отримані функції просторово-спектральної області чутливості поля та побудовано контурні графіки розподілення частот

В четвертому розділі були розраховані загальні економічні показники для проведення моделювання інженером: витрати на обладнання та матеріали, амортизаційні відрахування, заробітна плата та собівартість проекту.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Волосюк В.К., Кравченко В.Ф. Статистическая теория радиотехнических систем дистанционного зондирования и радиолокации.– М.: Физматлит, 2008. − 704 с.
2. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы:Уч.пособ.– Москва: Высшая школа, 2000. − 462 с.
3. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / Радиотехника; В. С. Верба, Л. Б. Неронский, И. Г. Осипов, В. Э. Турук; Под ред. В. С. Вербы.– М., 2010.– 680 с.
4. Meta A., Prats P., Steinbrecher U., Mittermayer H., Scheiber R. TerraSAR-X TOPSAR and ScanSAR comprasion // Proc. of EUSAR.– 2008.– Vol. 2.– P. 277-280.
5. F. De Zan, A. Monti Guarnieri. TOPSAR: Terrain Observation by Progressive Scans // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing.– 2006.– Vol. 44, №9.– P. 2352-2360.
6. Levy-Natansohn R. Overview of the TecSAR Satellite Modes of Operation // Proc. of EUSAR: Material of since conf.– D., 2006.– P. 4.
7. Захаров А.И. Измерение полной матрицы рассеяния земных покровов спутниковым поляриметрическим РСА // II Всероссийская научная конференция «Дистанционное зондирование земных покровов и атмосферы аэрокосмическими методами»: Материалы науч. конф.– СПб., 2004.– С.60-64.
8. Сверхширокополосный радиолокатор [Электронный ресурс] / В. Музыченко. – Режим доступа к журн.: https://www.radartutorial.eu/02.basics/rp21.ru.html
9. Стюард И.Г. Введение в Фурье-оптику: Пер. с англ.– М.: Мир, 1985.– 182 с.
10. Volosyuk V.K. Spectral transforms of broad band field and their correlation characteristics. The Fresnel approximation // Radioelectronics and communications systems.– 1994.– Vol. 37, №8.– P. 39-44.