

Міністерство освіти і науки України
Київська державна академія водного транспорту імені гетьмана Петра
Конашевича-Сагайдачного

На правах рукопису

ТИМОЩУК ОЛЕНА МИКОЛАЇВНА

621.396.96.095.4

**СТРУКТУРНИЙ СИНТЕЗ ПРОСТОРОВО-РОЗПОДІЛЕНИХ
НАДШИРОКОСМУГОВИХ РАДІОМЕТРИЧНИХ
КОМПЛЕКСІВ, ЗОКРЕМА, КОМПЛЕКСІВ КОНТРОЛЮ
ПРИБЕРЕЖНИХ АКВАТОРІЙ**

05.12.17 – радіотехнічні та телевізійні системи

Дисертація на здобуття наукового степеня
доктора технічних наук

Науковий консультант
БОГОМ'Я Володимир Іванович
доктор технічних наук, професор

Київ – 2017

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ.....	5
ВСТУП.....	12
РОЗДІЛ 1. ФІЗИЧНІ ОСНОВИ РАДІОТЕПЛОВОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ ТА КОНСТРУЮВАННЯ ПАСИВНИХ РАДІОТЕХНІЧНИХ КОМПЛЕКСІВ ВИСОКОГО ПРОСТОРОВОГО РОЗРІЗНЕННЯ	29
1.1. Основи математичного опису радіотеплового випромінювання.....	29
1.2. Зв'язок параметрів радіо сигналів з параметрами радіотеплового випромінювання	33
1.3. Огляд сучасних багатоантенних радіометричних комплексів та принципів обробки багатовимірних сигналів.....	35
1.4. Основи та особливості статистичної оптимізації ПРТК	46
Висновки до розділу	50
РОЗДІЛ 2. МАТЕМАТИЧНА ФОРМАЛІЗАЦІЯ ОСНОВНИХ ВИЗНАЧЕНЬ, ЯКІ ВИКОРИСТОВУЮТЬСЯ ДЛЯ ОБҐРУНТУВАННЯ ПОСТАНОВОК І ВИРІШЕНЬ ЗАДАЧ ОПТИМАЛЬНОЇ СТАТИСТИЧНОЇ ОБРОБКИ ПРОСТОРОВО-ЧАСОВИХ НАДШИРОКОСМУГОВИХ СИГНАЛІВ.....	53
2.1. V_F , $V_{\phi 1}$ перетворення, як математичний апарат аналізу НШС ПЧ сигналів.....	53
2.2. Фізико-алгоритмічний опис V_F перетворень як математичного інструмента, який забезпечує обробку НШС полів	65
2.3. Математичне представлення різних видів АФР і їх просторово-часових імпульсних характеристик у взаємозв'язку з характеристиками спрямованості НШС антенних систем.....	72
2.4. Дослідження енергетичних характеристик НШС просторово-часових сигналів у антенних системах	77
Висновки до розділу	98
РОЗДІЛ 3. ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ СИНТЕЗУ ПРОСТОРОВО- РОЗПОДІЛЕНИХ РАДІОМЕТРИЧНИХ КОМПЛЕКСІВ З ОПТИМАЛЬНОЮ ОБРОБКОЮ НАДШИРОКОСМУГОВИХ РАДІОМЕТРИЧНИХ ПОЛІВ ...	101

3.1. Критичні точки існуючої теорії.....	101
3.2. Структурний синтез РМК з обробкою НШС просторово-часових сигналів.....	104
3.2.1. Статистичний синтез алгоритму оптимальної/квазіоптимальної обробки НШС радіотеплових полів. Попередні результати.....	105
3.2.1.1 Частковий випадок 1: двоантенна радіометрична система	107
3.2.1.1.1. Дослідження фізичної сутності РМЗ та алгоритму його формування.....	109
3.2.1.1.2. Дослідження функції невизначеності.....	114
3.2.1.1.3. Дослідження алгоритму обробки сигналів.....	118
3.2.1.1.4. Гранична похибка формування РМЗ	120
3.2.1.2. Частковий випадок 2: триантенна радіометрична система	121
3.2.2. Узагальнення результатів на випадок радіометричного комплексу з M -елементною антенною системою	127
3.3. Квазіоптимальна обробка сигналів у РМК з M -елементною антенною системою.....	131
Висновки до розділу	133
РОЗДІЛ 4. ДОСЛІДЖЕННЯ ФН РМК. РОЗРОБЛЕННЯ КРИТЕРІЇВ ВУЗЬКОСМУГОВОСТІ, ШИРОКОСМУГОВОСТІ ТА НАДШИРОКОСМУГОВОСТІ РАДІОМЕТРИЧНИХ КОМПЛЕКСІВ	135
4.1. Дослідження ФН РМК з квазіоптимальною обробкою сигналів.....	135
4.1. ФН РМК при $M = 2$. Залежність від бази.....	137
4.2. Ефект «модуляції синком» ФН НШС ПРТК	139
4.3. ФН ПРТК при $M = 2$. Залежність від відношення $\Delta F / f_0$ при фіксованій базі.....	140
4.4. Дослідження фізичної сутності ефекту «зміни згинаючої ФН елементарної антени» у антенній системі НШС ПРТК	142
4.5. ФН ПРТК при $M = 3$. Залежність від $\Delta F / f_0$ та геометрії.....	144
4.5.1. Лінійне нееквідистантне розміщення антен.....	144
4.5.2. Двовимірні антенні решітки.....	146
4.6. ФН ПРТК при $M = 5$. Залежність від $\Delta F / f_0$ та геометрії.....	151
4.7. ФН ПРТК при $M = 9$	157

4.8. Узагальнення результатів досліджень та розроблення критеріїв вузькосмуговості, широкосмуговості та надширокосмуговості ПРТК	162
4.9. Імітаційне моделювання побудови РМЗ у РМК	163
4.9.1. Обґрунтування вибору тестового зображення	165
4.9.2. Імітаційне моделювання первинного РМЗ	166
4.9.3. Нова методика підвищення якості первинного РМЗ	168
4.10. Узагальнена структурна схема ПРТК з первинною і вторинною обробкою сигналів	172
Висновки до розділу	173
РОЗДІЛ 5. СТРУКТУРНИЙ СИНТЕЗ ПАСИВНИХ РАДІОТЕХНІЧНИХ КОМПЛЕКСІВ ТРИВИМІРНОГО КАРТОГРАФУВАННЯ ПРОТЯЖНИХ ОБ'ЄКТІВ	175
5.1. Оптимальний виявник протяжного об'єкта у заданій області спостереження	176
5.2. Статичний синтез алгоритму оптимального вимірювання координат протяжного об'єкта	185
5.3. Структурна схема ПРТК для формування тривимірних зображень....	191
5.4. Імітаційне моделювання	192
Висновки до розділу	194
РОЗДІЛ 6. ПРИКЛАДНІ АСПЕКТИ ЗАСТОСУВАННЯ РОЗРОБЛЕНОЇ ТЕОРІЇ ДО ВИРІШЕННЯ ЗАДАЧ КОНТРОЛЮ ВОДНИХ АКВАТОРІЙ ..	196
6.1. Задача виявлення об'єктів у прибережних зонах водних акваторій ...	196
6.2. Розробка структурної схеми ПРТК	204
6.3. Результати імітаційного моделювання.....	206
Висновки до розділу	212
ВИСНОВКИ	214
Додаток А	220
Додаток Б Акти впровадження.....	222
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	228

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

АС	– апертурний синтез
АЦП	– аналогово-цифровий перетворювач
АЧТ	– абсолютно чорне тіло
АЧХ	– амплітудно-частотна характеристика
АФР	– амплітудно-фазове розподілення
ВС	– вузькосмуговий
ДС	– діаграма спрямованості
КНД	– коефіцієнт направленої дії
ЕПА	– ефективна площа антени
КПА	– коефіцієнт підсилення антени
КПХ	– комплексна передавальна характеристика
КЩІ	– кутова щільність інтенсивності
КЩКФ	– кутової щільності кореляційної функції
НШС	– надширокосмуговий
ПЛІС	– програмуємі логічні інтегральні схеми (англ. FPGA)
ПЧ	– просторово-часовий
ПЧВС	– просторово-часова вузькосмуговість
ПЧІХА	– просторово-часова імпульсна характеристика апертури
ПРТК.	– пасивні радіотехнічні комплекси
РМЗ	– радіометричне зображення
РМК	– радіометричний комплекс
РМС	– радіометрична система
РЯЗ	– радіояскравістне зображення
СПП	– спектральна густина потужності

- СКЦП – спектрально-кутова щільність потужності
- СЦКА – спектральна щільність комплексної амплітуди випромінювання
- СЦП – спектральна щільність потужності
- СЦПАФ – спектральна щільність просторової автокореляційної функції
- СЦПФЧ – спектральна щільність просторової функції чутливості
- КФПК – комплексна функція просторової когерентності
- ФН – функція невизначеності
- ФПЧЧ – функція просторово-часової чутливості
- ФПСЧ – функція просторово-спектральної чутливості
- ХП – хвилеве поле
- ЧНФ – частотно-незалежний фазообертач
- ALMA – Atacama Large Millimeter|Submillimeter Array
- FPGA – див. ПЛІС
- GMRT – Giant Metrewave Radio Telescope
- MIRAS – Microwave Imaging Radiometer using Aperture Synthesis
- PAU-SA – Passive Advanced Unit Synthetic Aperture
- VLA – Very Large Array
- SMOS – Soil Moisture and Ocean Salinity
- $\Delta \vec{a}$ – база радіоінтерферометра
- $\Delta \vec{a}_{ij} = [a_{xij}, a_{yij}]$ – база ij пари антен радіоінтерферометра
- ΔF – півширина смуги пропускання радіоприймального пристрою
- $\Delta \Omega$ – тілесний кут
- $\dot{A}(\vec{\mathcal{G}}, f)$ – спектральна щільність комплексної амплітуди по часовим частотам f і просторовим координатам $\vec{\mathcal{G}}$, спектрально-кутова щільність комплексної амплітуди поля

$\dot{A}(\vec{r}, f)$ – спектральна щільність комплексної амплітуди випромінювання відносно частот f і координат $\vec{r} = (x, y) \in D$

$A_{\text{eff}}(f, \vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0)$ – ефективна площа антени

$A_{\text{eff max}}$ – максимальне значення ефективної площі антени

$B(f, T^\circ)$ – спектральна радіояскравість об'єкта

$B_A(f, \vec{\mathcal{G}})$ – антенна спектральна радіояскравість

$B_{\text{АЧТ}}(f, T^\circ)$ – спектральна радіояскравість абсолютно чорного тіла

$G(f, \vec{\mathcal{G}}_0)$ – енергетичний спектр випадкового сигналу, який відповідає елементу РЯЗ у околиці напрямку $\vec{\mathcal{G}}_0$

$G_n(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0)$ – нормована діаграма спрямованості

$G_y(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0)$ – коефіцієнт підсилення антени

G_1 – коефіцієнт корисної дії антени

$G_2(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0)$ – коефіцієнт направленої дії

$D(f, \vec{\mathcal{G}})$ – коефіцієнт направленої дії антени

$\dot{F}_H(f, \vec{\mathcal{G}})$ – нормована на максимум комплексна діаграма спрямованості антени

$\dot{F}_N(f, \vec{\mathcal{G}})$ – нормована на об'єм комплексна діаграма спрямованості антени

h_{Pl} – постійна Планка

$I(\vec{\mathcal{G}})$ – інтенсивність

$I_A(\vec{\mathcal{G}})$ – інтенсивність з урахування ефективної площі антени

- $I_{A=}$ – постійна складова інтенсивності з урахуванням ефективної площі антени
- $I_{A\sim}$ – «тонка структура» інтенсивності з урахуванням ефективної площі антени
- $\hat{I}_{A\sim}$ – оцінка інтенсивності $I_{A\sim}$, отримана згідно алгоритму оптимальної обробки сигналів
- $\hat{I}_{QA\sim}$ – оцінка інтенсивності $I_{A\sim}$, отримана згідно алгоритму квазіоптимальної обробки сигналів
- k_B – постійна Больцмана
- $\dot{K}(j2\pi f)$ – комплексна передавальна характеристика додетекторного тракту приймача
- $J_0(\cdot)$ – функція Бесселя першого роду нульового порядку
- $\Phi(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0)$ – ДС по потужності НШС антенної системи, яка сфокусована на усіх частотах в межах АЧХ $|\dot{K}(j2\pi f)|$ на напрямок $\vec{\mathcal{G}}_0$
- $\Psi(\cdot)$ – ФН РМК
- $\Psi_Q(\cdot)$ – ФН РМК з квазіоптимальною обробкою сигналів
- $\Psi_{Q,ML}(\cdot)$ – головна пелюстка ФН РМК з квазіоптимальною обробкою сигналів
- $\Psi_{Q,SL}(\cdot)$ – бічні пелюстки ФН РМК з квазіоптимальною обробкою сигналів
- $\Lambda_Q(\cdot)$ – ФПСЧ РМК з квазіоптимальною обробкою сигналів
- $\Omega_{eff}(f)$ – ефективний тілесний кут антени
- f – часові частоти
- f_0 – центральна частота смуги пропускання приймача

Δf – ширина смуги частот (узагальнене визначення)

$\vec{f}_{sp} = \vec{g} \frac{f}{c} \Delta \vec{a}$ – вектор просторових частот

$\lambda_0 = \frac{c}{f_0}$ – довжина хвилі

c – швидкість розповсюдження радіохвиль

$h_A(t, \vec{r}', \vec{g}_0)$ – просторово-часова імпульсна характеристика апертури

$\vec{r}' = (x', y') \in D'$ – вектор просторових координат в області D' реєстрації поля

$P_{\text{average}}(\vec{g}_0)$ – середня потужність сигналу, прийнятого з напрямку, який характеризується вектором напрямних косинусів \vec{g}_0

R_0 – це відстань між початками систем координат, пов'язаних з областями випромінювання D і реєстрації D'

$R_{h_A}(\tau, \vec{r}', \vec{r}'', \vec{g}_0)$ – автокореляційна функція просторово-часової імпульсної характеристики апертури

$R_{A_{\text{чт}}}(f, T^\circ)$ – спектральна щільність потужності абсолютно чорного тіла

$s(\vec{r}', t)$ – поле в області його реєстрації D' , яке залежить від часу t і просторових координат $\vec{r}' = (x', y') \in D'$

t – час

T_{ob} – час спостереження

T° – термодинамічна температура об'єкта

$T_A^\circ(f, T^\circ)$ – ефективна температура антени

$T_Y^\circ(f, T^\circ)$ – радіояскравісна температура об'єкта

$T_V^\circ(f, T^\circ)$ – уявна температура об'єкта

$$\vec{g} = \begin{bmatrix} g_x \\ g_y \\ g_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_x \\ \cos \theta_y \\ \cos \theta_z \end{bmatrix} \quad - \text{ вектор напрямних косинусів}$$

$F\{\cdot\}$ – оператор прямого одновимірного перетворення Фур'є

$F^{-1}\{\cdot\}$ – оператор зворотного одновимірного перетворення Фур'є

$F_{2D, \vec{p}}\{\cdot\}$ – оператор прямого двовимірного перетворення Фур'є по змінній \vec{p} (змінна, по якій виконується перетворення може бути не вказана, якщо, це не впливає на розуміння виразу)

$F_{2D, \vec{q}}^{-1}\{\cdot\}$ – оператор зворотного двовимірного перетворення Фур'є по \vec{q} (змінна, по якій виконується перетворення може бути не вказана, якщо, це не впливає на розуміння виразу)

$\dot{I}(f, \vec{r}', \vec{g}_0)$ – амплітудно-фазове розподілення чутливості елементарної ділянки $d\vec{r}'$ антени у околиці координат різних точок \vec{r}'

$\dot{I}_b(f, \vec{r}')$ – базове амплітудно-фазове розподілення струму у апертурі антени, як функція частоти і просторових координат

$V_F\{\cdot\}$ – оператор прямого V_F перетворення

$V_F^{-1}\{\cdot\}$ – оператор зворотного V_F перетворення

$V_\phi\{\cdot\}$ – оператор прямого V_ϕ перетворення

$V_\phi^{-1}\{\cdot\}$ – оператор зворотного V_ϕ перетворення

$V_{\phi_1}\{\cdot\}$ – оператор прямого V_{ϕ_1} перетворення

$V_{\phi_1}^{-1}\{\cdot\}$ – оператор зворотного V_{ϕ_1} перетворення

$V_{\phi_2}\{\cdot\}$ – оператор прямого V_{ϕ_2} перетворення

$V_{\phi_2}^{-1}\{\cdot\}$ – оператор зворотного V_{ϕ_2} перетворення

$\langle \cdot \rangle$ – оператор математичного очікування

\perp – оператор спряження по Гільберту

- * – оператор комплексного спряження
- $\{\cdot\}^*$ if $i > j$ – застосування знаку комплексного спряження, якщо виконується умова $i > j$
- \otimes – оператор згортки
- \cdot – знак комплексного числа
- \wedge – циркумфлекс – знак оцінки
- \sim – знак пропорційності
- dim – знак розмірності
- $rem(p, q)$ – остаток від ділення (ділення числа p по модулю q)
- supp – носій функції (замикання підмножини визначення функції, де вона набуває ненульових значень)
- var – змінна величина
- $\chi(f, T^\circ)$ – поглинальна здатність об'єкта, як функція частоти і термодинамічної температури

ВСТУП

Актуальність теми. До найперспективніших напрямків розвитку радіотехнічних систем (РТС) можна віднести загальносвітову тенденцію наслідування принципів т.н. «зеленого інжинірингу» [1, 2] (англ. “Green Engineering”). Основні з цих принципів формулюються так:

- зниження енергоспоживання;
- зменшення шкідливого впливу на навколишнє середовище і біологічні об'єкти;
- скорочення масогабаритних характеристик систем.

Цим вимогам задовольняють мікрохвильові пасивні радіотехнічні комплекси (ПРТК), які обробляють власне радіовипромінювання або випромінення сторонніх джерел, перевідбите досліджуваними об'єктами. Розвиток ПРТК головним чином залежить від досягнень мікрохвильової радіометрії [3] – області науки і техніки, пов'язаної з вивченням і розробкою методів і засобів прийому мікрохвильового випромінювання, вимірювання його параметрів і характеристик.

Наразі методи мікрохвильової радіометрії досить широко використовуються для вирішення різноманітних задач дистанційного зондування [4, 5], радіоастрономії [6–12], медицини [13–16], метеорології [17–19], агропромислового комплексу [20–25] і контролю водних акваторій [26–29], підповерхневого зондування [30, 31], охорони об'єктів [32, 33] і ін. Враховуючи, що первинними оцінками на виході радіометрів різного цільового призначення є енергетичні (інтегральні) параметри (радіояскравісна температура, потужність ...), то для визначення параметрів об'єкта випромінення (перевипромінення) вирішуються зворотні

задачі. Наразі таких методів є значна кількість і вони безперервно розширюються [34–37].

Посилання [4–33] описують лише вузькосмугові радіометри і відповідно методи вилучення інформації, які передбачають вирішення звортоніх задач, прийнятні тільки для вузькосмугових сигналів.

У той же час ширина робочої смуги частот є вельми важливим параметром, який, як відомо з класичних джерел [4, 38–41], визначає основні параметри та характеристики радіометрів. Зокрема, розширення робочої смуги знижує похибку оцінок параметрів радіотеплового випромінювання об'єктів, а також покращує флуктуаційну чутливість приймача і зменшує кутові неоднозначності вимірювання координат. Останні є причиною значного рівня дифракційних пелюсток характеристики спрямованості (функції невизначеності (ФН)) ПРТК. Тому можна стверджувати, що вузькосмугове наближення суттєво обмежує потенційні характеристики ПРТС.

При цьому обробка НШС сигналів у одноканальних радіометрах значно підвищує їх характеристики, які більше залежать від часу спостереження, а у багатоканальних комплексах – суттєво впливає на як на часові так і на просторові характеристики. Виходячи з цього найбільш перспективним є перехід до обробки надширокосмугових ПРМК.

ПРТК на сьогодні найбільш затребувані у радіоастрономії та дистанційному зондуванні Землі. Найбільш відомими радіоастрономічними системами на сьогодні є ALMA [42] (Atacama Large Millimeter and Submillimeter Area), GIANT [43], VLA [44] (Very Large Antenna), SKA [45] (Square kilometer area). Особливість обробки сигналів у цих системах є те, що вони за рахунок обробки просторово-часових сигналів дозволяють реалізувати вузькоспрямовані характеристики спрямованості з використанням розріджених антен, а не однієї континуальної антени великого розміру. Платою за використання розріджених антенних решіток є зменшення флуктуаційної чутливості по відношенню до континуальних

(суцільних) антенн. Саме цьому у Китаї анонсовано створення нового найбільшого у світі континуального 500 метрового радіотелескопа [46], який реалізовано на кшталт радіотелескопу Аресібо [47] у Пуерто-Ріко у жерлі вулкана. Проте слід розуміти, що реалізувати ПРТК з континуальними антенами досить складно і для таких антенн потрібні спеціальні природні майданчики. До того ж досягнення надвисокої просторової розрізняювальної здатності можливе за рахунок багатоантенних комплексів, відстань між крайніми антенами яких на сьогодні складає від декількох до сотен тисяч кілометрів. До найбільш відомого ПРТК з базою (відстанню між антенами) є проект «Радиоастрон» [48].

Складно уявити досягнення астрономів у вивченні Всесвіту без вищенаведених ПРТК, які на відміну від оптичних систем є всепогодні та незалежні від часу доби. Позитивний досвід радіоастрономів перейнято для дослідження Землі з космосу. Так проект Європейської космічної агенції «SMOS» [49] (Soil moisture and ocean salinity) який функціонує з 2009 р. і дозволяє отримувати радіометричні зображення акваторій морів і океанів з найбільшою (серед існуючих дециметрових радіометрів космічного базування) розрізняювальною здатністю – 25 км² на піксель зображення. Ці радіометричні зображення через вирішення зворотніх задач дозволяють визначати солоність вод та вологість ґрунтів у глобальних масштабах.

Для наведених сучасних ПРТК характерні наступні риси:

- велика кількість (десятки і сотні) антен у антенних решітках з метою досягнення однозначних вузько спрямованих характеристик спрямованості;
- значне енергоспоживання (сотні і тисячі кореляторів, які оброблюють сигнали на виходах) та потреби у високих розрахункових потужностей та системах охолодження (зокрема, системи охолодження сучасних спец обчислювачів потребують системи водяного охолодження, яка здатна обігрівати [50] не тільки кабінети, але й цілі будинки і квартали).

Все це скорочує можливість застосування існуючих ПРТК у таких галузях як народне господарство, медицина і ін. У той же час облік таких комплексів можна значно змінити за рахунок обробки НШС просторово-часових сигналів.

Більш того, з фізики радіотеплового випромінювання [4, 37–41] відомо, що радіотеплові сигнали породжуються в усьому спектрі електромагнітних хвиль, тому є надширокосмуговими. Вочевидь, що чим ширший робочий діапазон частот, тим більша інформативність сигналу.

Виходячи з цього, доцільно розробляти алгоритми обробки саме НШС сигналів, у тому числі і НШС просторово-часових сигналів. Десятки років поспіль ця ідея не знаходила суттєвої підтримки з боку спеціалістів у зв'язку з відсутністю ширококутових і НШС елементів. Проте зараз, коли такі елементи широко впроваджуються у радіотехнічні системи (РТС), з'явилася необхідність розробки алгоритмів, які забезпечать можливість максимально вичленити корисну інформацію з НШС сигналів. Більш конкретно слід відмітити наявність наступних елементів:

- НШС мікросмужкових антен [51, 52], які працюють на двох поляризаціях;
- нових типів НШС підсилювачів [53, 54], деякі з них працюють у діапазоні 0,5–11 ГГц;
- змішувачів [55, 56];
- аналого-цифрових перетворювачів з бітністю 12 і більше, а також програмуємих логічних інтегральних схем (ПЛІС) з наносекундною затримкою сигналу при проходженні кожного вентиля [57].

Саме останні елементи дозволяють наразі ефективно у цифровому вигляді реалізувати та гнучко змінювати алгоритми обробки просторово-часових НШС сигналів у ПРТК.

Проте ці досягнення техніки мають супроводжуватися відповідними досягненнями у створенні алгоритмів обробки НШС сигналів. Тут можливі два варіанти розвитку теоретичних відомостей: евристичний та

статистичний. Евристичний є наслідком накопичення практичних знань та передбачуванні на їхній основі операцій з обробки сигналів. Він потребує мінімальних відомостей щодо статистичної природи спостерігаємих сигналів, але характеризується наступними недоліками:

- ефективно застосовується переважно спеціалістами, які значну частину життя проводили практичні дослідження і не завжди є інваріантним до зміни умов проведення експериментальних досліджень, а також ускладнюється вибором конкретних значень параметрів налаштування систем, кожен з яких може змінюватися у широких межах;
- не відповідає на питання «чи є запропонований алгоритм обробки сигналів найкращим за будь-яким з критеріїв?», що провокує породження різноманітних алгоритмів обробки сигналів для вирішення одного й того ж класу задач;
- не дозволяє визначити гранично досяжні параметри і характеристики системи, до яких слід наближатися при розробці техніки;
- рішення носять фрагментарний характер і не завжди можуть бути узагальнені для відокремлення характерного класу задач чи проблем;
- не завжди дозволяє отримати чітку фізичну інтерпретацію результатів обробки сигналів.

Вказані основні недоліки евристичного варіанту розвитку теорії не є властивими статистичному варіанту, який передбачає синтез алгоритмів оптимальної (за обґрунтованим критерієм) обробки сигналів і розробки на їхній основі структури ПРТК. Тому доцільно саме розробляти статистичну теорію ПРТК.

Розглянемо досягнення сучасної теорії ПРТК. У роботах Єсепкіної Н. О., Королькова Д.В. і Парійського Ю.М. [58], а також монографіях зарубіжних авторів К. Ван Схонвелда [59], Томпсона А.Р. [60],

Уилсона Т. [61] та їм подібним ПРТК наведено лише у оглядово. Питання евристичного синтезу ПРТК розглядалися у [62, 63], а статистичного синтезу – у монографії Караваєва В.В. та Сазонова В.В. [39, 64]. Слід зазначити, що підґрунтям для цих робіт стали статті Мартіна Райла [65, 66] у яких описано метод так званого пасивного «апертурного синтезу» та його практичну реалізацію.

Загалом, робіт, які стосуються методу апертурного синтезу, досить багато і їх неможливо охопити у огляді. Наведені роботи відносяться або до піонерських (на кшталт, робіт Мартіна Райла), або ж до тих, які можна назвати класичними.

Все, що описано у [58–66] стосується лише обробки вузькосмугових сигналів. Лише у [39] досить стисло (менш ніж на сторінку) вказується на перспективність створення широкосмугових ПРМК.

Проте, уже у 2007 році німецькі інженери М. Jirousek, М. Reichl, Н. Suess, як це характерно для науки, передбачили доцільність розробки та технічно реалізували [67] НШС систему апертурного синтезу. Така система, як вони і сподівалися, показала високі характеристики. Проте підхід до створення цієї системи був суто інженерним і новизна стосувалася лише практичної реалізації, а не самого методу.

Базові елементи теорії НШС ПРТК кристалізувалися у працях [68–76] Волосюка В.К. і Павлікова В.В. Передумовою появи цих праць стало створення Волосюком В.К. математичних перетворень, які у літературі отримали назву V -перетворень (від латинської літери, яка є першою у прізвищі Volosyuk). Ці перетворення [77–80] є узагальненням перетворень Фур'є, Лапласа, Френеля, Ганкеля на випадок обробки НШС просторово-часових полів та їх статистичних характеристик.

При цьому особливістю робіт Волосюка В.К. є те, що він опрацьовує НШС поля у континуальній (гіпотетичній) області та пропонує задля використання його теорії здійснювати розбиття цієї області на заключному етапі синтезу, тобто модифікувати саме кінцеву форму алгоритм. Цей шлях

не дозволяє відстежити низку тонкощій обробки НШС сигналів і тому більше визначає напрямок досліджень, а не визначення практичних особливостей обробки просторово-часових сигналів.

У працях Павлікова В.В. щодо статистичного синтезу радіометричних комплексів, зокрема систем апертурного синтезу, результати мають наближений характер за рахунок того, що йому не вдалося отримати узагальнюючий (на випадок використання довільної кількості антен) алгоритм обернення матриць, зворотних матрицям кореляційних функцій.

Нова теорія повинна здолати ці труднощі та стати узагальнюючою для різних класів задач.

Таким чином, з проведеного аналізу випливає, що на сьогодні методи та комплекси мікрохвильової радіометрії широко застосовуються у різних галузях науки і техніки. При цьому вимоги до цих методів та комплексів стрімко зростають, що породжується викликами сучасності щодо підвищенням вимог до точності, надійності та оперативності прийняття рішень. Вузкосмугове наближення, яке характерне таким методам, може забезпечити ці вимоги, проте для цього потрібно суттєво (на порядок і більше) збільшувати кількість проторових каналів обробки сигналів, що значно збільшує не тільки економічні затрати на створення системи, але й протирічить тенденціям «зеленого інжинірингу». Альтернативний варіант реалізації вимог – перехід до обробки НШС сигналів. Можливість технічної реалізації таких систем продемонстрована німецькими інженерами, проте теорія, якою вони користуються є досить обмежена, бо формувалася для обов'язкового виконання умови квазімонохроматичного наближення. Це призводить до того, що інженери не здатні надати ясних ґрунтовних пояснень та фізичної інтерпретації результатам, які спостерігають за допомогою НШС систем. Все це призводить до того, що наразі повною мірою *зформувалося наступне протиріччя: з однієї сторони є необхідність переходу до обробки НШС сигналів, надто, просторово-часових НШС полів, і є необхідна елементна база, а з іншої – статистична теорія НШС*

пасивних радіотехнічних комплексів має фрагментарний характер і потребує проведення ґрунтовних досліджень та узагальнення. Це протиріччя породжує актуальну наукову проблему подальшого розвитку статистичної теорії структурного синтезу та аналізу надширококутних пасивних радіотехнічних комплексів і розробки на її основі високоточних комплексів дво- і тривимірного картографування об'єктів.

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

Дослідження, яке виконано у роботі відповідає наступним нормативним документам:

– Закону України «Про пріоритетні напрями розвитку науки і техніки» від 11 липня 2001 року № 2623-III;

– постанові «Про пріоритетні напрями розвитку науки і техніки на період до 2020 року» [81];

– «Концепцією реалізації державної політики у сфері космічної діяльності на період до 2032 року» (розпорядження № 238-р Кабінету Міністрів України від 30 березня 2011.

Дослідження виконано у інтересах науково-дослідних робіт:

– «Розробка комплексного показника якості пасажирських круїзних суден змішаного плавання в системі безпересадкових круїзних перевезень між портами Дніпра, Чорного моря та Дунаю (№ ДР 0116u03946), яка виконувалася у Київській державній академії водного транспорту

– «Методи та засоби ідентифікації об'єктів дистанційного спостереження за допомогою радіотехнічних та діагностичних комплексів аерокосмічного базування», № ДР 0113u000577;

– «Розвиток теорії, методів та засобів високоточного дистанційного моніторингу природних середовищ надширококутними багатоканальними радіометричними системами», № ДР 0116u003788,

які проводилися в Національному аерокосмічному університеті ім. М. Є. Жуковського «Харківський авіаційний інститут» та у яких автор приймала участь як виконавець.

Мета і завдання дослідження. Мета – розвиток статистичної теорії структурного синтезу пасивних радіотехнічних комплексів, розробка на її основі комплексів дво- і тривимірного картографування протяжних об'єктів з дослідженням їх потенційних характеристик.

Для досягнення поставленої мети дослідження потрібно вирішити наступні завдання:

1. Аналіз математичного апарату V -перетворень та особливостей його застосування для вирішення задач статистичного синтезу ПРТК та інтерпретації параметрів та характеристик надширокосмугових ПРТК.
2. Уточнити моделі стохастичних просторово-часових полів радіотеплового випромінювання об'єктів у ближній (Френеля) та дальній (Фраунгофера) зонах.
3. Математично формалізувати задачі статистичного синтезу ПРТК різного цільового призначення з розкриттям функціоналів правдоподібності та статистичних характеристик полів та шумів.
4. Синтезувати алгоритми оптимальної обробки сигналів радіотеплового випромінювання з метою формування двовимірних радіометричних зображень високого просторового розрізнення, обґрунтувати можливість переходу до квазіоптимальної обробки сигналів і розробити відповідні структурні схеми ПРТК.
5. Оптимізувати алгоритми тривимірного картографування об'єктів за допомогою ПРТК, які розміщуються у ближній зоні Френеля відносно протяжних об'єктів дослідження, розробити відповідні структурні схеми ПРТК.
6. Розробити методикау визначення границь вузько-, широко- та надширокосмуговості ПРТК, яка б враховувала як робочу смугу частот, так і взаємне просторове розміщення антен у антенній решітці, і вигляд ФН ПРТК.
7. Дослідити особливості заповнення області просторової спектральної чутливості ПРТК за рахунок трансформації часових частот у просторово-часові.

8. Встановити критичні точки існуючої теорії статистичного синтезу ПРТК та вказати шляхи їх подолання; дослідити ФН ПРТК.
9. Розробити методику підвищення якості радіометричних зображень, яка б дозволила усунути похибки, які виникають за рахунок значного інтегрального рівня бічних пелюсток ФН.
10. Показати можливість створення ПРТК контролю прибережних зон водних акваторій.

Об'єкт дослідження – обробка просторово-часових надширокосмугових сигналів в пасивних радіотехнічних комплексах.

Предмет дослідження – методи, алгоритми і структурні схеми обробки надширокосмугових просторово-часових сигналів в пасивних радіотехнічних комплексах високоточного дво- та тривимірного картографування протяжних об'єктів.

Методи дослідження:

– методи математичної статистики, функціонального аналізу та оптимальних рішень при вирішенні задач статистичного синтезу структур пасивних надширокосмугових радіотехнічних комплексів дво- та тривимірного картографування протяжних об'єктів;

– методи спектрально-кореляційного аналізу і математичний апарат V-перетворень при дослідженні просторових та статистичних характеристик просторово-часових сигналів, а також просторово-спектральних характеристик пасивних радіотехнічних комплексів;

– методи імітаційного моделювання для підтвердження достовірності синтезованих алгоритмів обробки сигналів та розроблених методів вторинної обробки радіометричних зображень.

Наукова новизна одержаних результатів:

1. Отримали подальший розвиток моделі НШС просторово-часових сигналів, які на відміну від відомих дозволяють врахувати кривизну хвильового фронту поля між просторово-рознесеними антенами для дослідження об'єктів у ближній зоні Френеля, що дозволило формалізувати

оптимізаційну задачу структурного синтезу пасивної радіотехнічної системи тривимірного картографування протяжних об'єктів.

2. Удосконалено метод заповнення області просторово-спектральної чутливості систем апертурного синтезу надширокосмуговими просторово-часовими сигналами і показано, що пропонуємий спектральний метод апертурного синтезу відрізняється від відомих паралельного і послідовного методів апертурного синтезу за рахунок нерівномірного заповнення області просторово-спектральної чутливості, що не спостерігалось раніше. Це вперше дозволило обґрунтувати можливість переходу від обробки надширокосмугових до багатосмугових просторово-часових сигналів з нееквідистантним кроком по частоті.

3. Вперше введено нові та удосконалено ряд наявних визначень, які традиційно використовуються для опису вузькосмугових сигналів, для адекватного визначення фізичної сутності статистичних характеристик надширокосмугових просторово-часових сигналів і алгоритмів їх обробки.

4. Уперше отримано точні явні рішення задач структурного синтезу пасивних надширокосмугових радіотехнічних комплексів високоточного формування радіометричних зображень об'єктів, які розміщені у дальній зоні Фраунгофера, на випадок використання антенних систем з довільним числом елементів. Раніше були отримані точні рішення тільки для двох і трьох антен. Вперше надано фізичну інтерпретацію радіометричних зображень, отриманих багатоканальними пасивними радіометричними комплексами, зокрема, показано, що вони представляють собою вагові усереднення радіометричних зображень, отриманих на континуумі робочого діапазону частот.

5. Вперше з вирішення зворотних задач формування радіометричних зображень розроблено метод інверсної просторової фільтрації первинних двовимірних радіометричних зображень, який передбачає попереднє оцінювання узагальненої функції невизначеності комплексу і наступне їхнє відновлення з точністю, яка суттєво вища за ту, яка визначається функцією

невизначеності системи на кожній з частот у межах робочого діапазону. Особливістю запропонованого методу є те, що він може застосовуватися для обробки зображень, які, окрім протяжних, містять хоча б одне точкове джерело радіовипромінювання.

6. Вперше запропоновано, синтезовано та ґрунтовно досліджено пасивні радіотехнічні системи тривимірного картографування протяжних об'єктів, які на відміну від активних систем картографування наразі характеризуються меншою точністю, але не потребують зондуючого сигналу і у майбутньому, при удосконаленні елементної бази для обробки надширокосмугових сигналів, здатні будуть конкурувати по точності з активними.

7. Запропоновано новий критерій вузько-, широко- та надширокосмуговості для ПРТК, який на відміну від відомих, передбачає аналіз функції невизначеності пасивного радіометричного комплексу і, відповідно, залежить не тільки від відношення ширини робочої смуги частот до центральної частоти налаштування приймача, а й від розміщення антенної системи. Цей критерій усуває наявні розбіжності у визначенні належності систем до вузько-, широко- та надширокосмугових.

Практичне значення одержаних результатів:

1) отримані відомості є підґрунтям для формування обліку перспективних високоточних ПРТК дво- і тривимірного картографування;

2) запропонований та розрахований ПРТК контролю акваторій може бути використаний для створення перспективних прибережних систем виявлення-супроводження надводних суден;

3) методики розрахунку характеристик спрямованості ПРТК можуть бути використані для обґрунтування вибору їх основних параметрів та характеристик при проектуванні, зокрема, при фіксованій антенній системі можна обґрунтувати робочий діапазон частот, який забезпечить вирішення задачі з заданою точністю;

4) аналітичні вирази для розрахунку потенційної флуктуаційної чутливості та граничної похибки оцінок параметрів доцільно використати для визначення меж, до яких слід наближатися при проектуванні ПРТК.

Результати дисертаційних досліджень реалізовано у наступних організаціях:

- Київській державній академії водного транспорту;
- Інституті підготовки фахівців ДП «УкрНДНЦ»;
- Підприємстві ГВСП «Кілійський суднобудівельний-судноремонтний завод» ПрАТ «УДП»;
- Національному аерокосмічному університеті ім. М.Є. Жуковського «Харківський авіаційний інститут».

Зокрема реалізовані наступні результати досліджень:

- запропонований та розрахований пасивний радіотехнічних комплекс контролю акваторій може бути використаний для створення перспективних прибережних систем виявлення-супроводження надводних суден;

- запропоновані методики розрахунку характеристик спрямованості пасивних радіотехнічних систем можуть бути використані для обґрунтування вибору їх основних параметрів та характеристик на етапі проектування, зокрема, при фіксованій антенній системі можна обґрунтувати робочий діапазон частот, який забезпечить вирішення задачі з заданою точністю, і навпаки, розрахувати можливу геометрію антенної системи та визначити кількість антен у ній при фіксованій робочій смузі комплексу;

- аналітичні вирази Для розрахунку потенційної флуктуаційної чутливості та граничної похибки оцінок параметрів доцільно використати для визначення меж, до яких слід наближатися при проектуванні нових пасивних радіотехнічних комплексів;

- структурна схема та супровідні розрахунки пасивного радіотехнічного комплексу контролю прибережних зон водних акваторій разом з методикою подавлення фантомних об'єктів на радіозображенні (можна додати ввійшли до навчального курсу _____);

– методика розрахунку функції невизначеності надширокосмугових пасивних радіотехнічних комплексів з багатоелементними антенними системами увійшли до звіту з НДР №ДР 0113u000577;

– запропоновані визначення характеристик пасивних радіотехнічних комплексів, які є більш адекватними при аналізі надширокосмугових полів радіотеплового випромінювання увійшли до звіту з НДР № ДР 0116u003788.

Результати досліджень впроваджені у навчальні дисципліни «Сучасні методи експериментальних досліджень та обробки даних в навігації та управлінні судном», «Технічні засоби судноводіння», «Сучасні автоматизовані системи управління рухом суден. Навігаційні інформаційні системи з електронними картами. Інформаційні технології».

Особистий внесок здобувача. Формулювання і рішення задач, які наведено у роботах [96–101], виконано автором самостійно.

У наукових статтях, опублікованих у співавторстві, автору належать наступні результати:

– дослідження фізичних можливостей вимірювання дальності до елемента протяжного об'єкта, математичне формулювання задачі та розробка структури пасивного радіотехнічного комплексу з N -елементною антенною решіткою виконано у [82];

– обґрунтування доцільності вирішення задачі та синтез оптимального алгоритму виявлення протяжного об'єкта у зоні дії пасивного радіотехнічного комплексу виконано у [83, 106, 112];

– узагальнення алгоритму виявлення протяжного об'єкту у системі тривимірного картографування на випадок використання N -елементної антенної решітки виконано у [84, 111];

– обґрунтування необхідності розробки теорії та розробка структурної схеми з наступним імітаційним моделюванням її роботи та визначення функції невизначеності для різних геометрій антен виконано у [85];

– синтезовано алгоритм формування радіометричних зображень альтернативний системам апертурного синтезу, який потребує сканування

діаграмою спрямованості антени у [86];

– досліджено алгоритм оптимального формування двовимірних зображень з найкращою у своєму класі радіометрів флюктуаційною чутливістю у [87];

– синтез алгоритму високоточного формування радіометричного зображення у надширокосмуговому пасивному радіотехнічному комплексі з двома антенами виконано у [88, 107];

– отримано явний алгоритм обробки сигналів у триантенному пасивному радіометричному комплексі і досліджено потенційні характеристик такого комплексу у [89, 109, 113];

– досліджено явний алгоритм обробки сигналів для формування двовимірних радіометричних зображень високого просторового розрізнення за допомогою надширокосмугових пасивних радіотехнічних комплексів у [95, 102, 115, 118];

– визначено квазіоптимальні геометрії антенних решіток для різних ширин робочого діапазону частот та досліджено їх функції невизначеності у [91];

– досліджено фізичну сутність полів радіотеплового випромінювання поблизу антенної системи та записано функціонали правдоподібності для різних заводових обстановок у [92, 119];

– у [93, 94, 114] встановлено фізичну сутність деяких V_F -перетворень відповідно до обробки надширокосмугових сигналів згідно синтезованих алгоритмів оптимальної обробки;

– у [90, 116, 117] запропоновано деякі нові визначення параметрів надширокосмугових просторово-часових сигналів та їх статистичних характеристик, а також розроблено їх математичне формалізоване представлення;

– у [103, 104] з аналізу статистичних характеристик надширокосмугових просторово-часових сигналів пропонуються декілька евристичних алгоритмів визначення радіояскравісних зображень у пасивних

радіотехнічних комплексах і надається їх пояснення фізичної сутності;

– постановка задачі та дослідження алгоритму тривимірного картографування підстильної поверхні у ближній зоні Френеля виконано у [105];

– запропоновано та синтезовано алгоритм обробки сигналів для створення системи контролю прибережних зон акваторій [108];

– постановка задачі, структурний синтез багатоантенних надширококутових ПРТК та моделювання квазіоптимального алгоритму обробки сигналів [110].

Апробація результатів дисертації. Результати дослідження апробовані на наступних конференціях [105-119]: International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT). – April 21–24, 2015, Kharkiv, Ukraine; International Young Scientists Forum on Applied Physics (YSF-2015). – September 29 – October 2, 2015, Dnipropetrovsk, Ukraine; 8-я Международная конференция «Акустооптические и радиолокационные методы измерений и обработки информации». 20 – 23 сентября 2015 г., Суздаль, Россия, 2015; Інтегровані комп'ютерні технології в машинобудуванні. ІКТМ'2015 : Всеукр. наук.-техн. конф. : тези доп. / М-во освіти і науки України, Нац. аерокосм. ун-т ім. М. Є. Жуковського «ХАІ». – Х., 2015; Всеукраїнська науково-практична конференція молодих вчених і студентів «Перспективні напрямки сучасної електроніки, інформаційних та комп'ютерних систем» MEICS-2015, 25-27 листопада 2015 р., Дніпропетровськ, Україна, 2015; The IX International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'16) : symp. proc., Kharkov, Ukraine, June 20–24, 2016; Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications, and Computer Science. TCSET'2016 : proc. of the XII Intern. conf., Feb. 23–26, 2016, Lviv-Slavsko, Ukraine; Ninth International Conference «Acoustooptical and Radar Methods for Information Measurements and Processing», October 2 – 5, 2016, Suzdal, Russia; Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals. (UWBUSIS 2016) Sept., 2016, Odesa; First International Conference “Radioelectronics &

Infocommunications” UkrMiCo’2016, Kyiv, 11–16 Sept., 2016, Ukraine.

Основні результати дослідження опубліковані у 23 статтях (22 статі у наукових фахових виданнях України, з яких 16 статей входять до міжнародних наукових баз даних, 1 у закордонному виданні) у 2 тезах доповідей і 13 збірниках доповідей в працях міжнародних конференцій, 3 звітах по НДР. У Scopus відображено 6 робіт (сторінка у Scopus <https://www.scopus.com/authid/detail.uri?authorId=56784308400>).

Дисертація містить вступ, шість розділів, висновки, два додатки, список використаних джерел. Повний об’єм дисертації – ____ сторінок, у тому числі ____ сторінок додатків, ____ сторінок списку використаних джерел у кількості ____ найменувань.

РОЗДІЛ 1.

ФІЗИЧНІ ОСНОВИ РАДІОТЕПЛООВОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ ТА КОНСТРУЮВАННЯ ПАСИВНИХ РАДІОТЕХНІЧНИХ КОМПЛЕКСІВ ВИСОКОГО ПРОСТОРОВОГО РОЗРІЗНЕННЯ

Наводяться основні визначення, співвідношення та закони радіотеплового випромінювання. Аналізуються принципи конструювання пасивних радіотехнічних комплексів, які застосовуються в радіоастрономії та дистанційному зондуванні з метою формування радіометричних зображень високого просторового розрізнення. Розглядаються основи статистичного синтезу радіотехнічних систем, зокрема, особливості конструювання умовних щільностей ймовірностей спостережень при фіксованих параметрах. Визначається доцільність обробки надширокосмугових просторово-часових полів.

1.1. Основи математичного опису радіотеплового випромінювання

Із теорії радіотеплового випромінювання [38] відомо, що тіла, температура яких вище 0°K , випромінюють шумові електромагнітні коливання, які займають увесь діапазоні хвиль. Також відомо [38], що ці шумові сигнали мають нульове середнє значення. Формула, яка описує розподіл спектральної щільності потужності таких сигналів у використанні моделі абсолютно чорного тіла (АЧТ), має назву формули Планка і може бути наведена у наступному вигляді [119]

$$R_{\text{АЧТ}}(f, T^\circ) = 2\pi \frac{f^2}{c^2} \frac{h_{\text{Pl}} f}{\exp(h_{\text{Pl}} f (k_{\text{B}} T^\circ)^{-1}) - 1}, \quad (1.1)$$

де $k_{\text{B}} \approx 1,38 \cdot 10^{-23}$ – постійна Больцмана,

c – швидкість розповсюдження електромагнітних хвиль,

T° – термодинамічна температура об’єкта, що випромінює,

f – частота,

$h_{Pl} = 6,626 \cdot 10^{-34}$ – постійна Планка.

З аналізу (1.1) слідує, що спектральна щільність потужності визначається термодинамічною температурою об’єкта і залежить від частоти.

У радіоастрономії і дистанційному зондуванні традиційно користуються не спектральною щільністю потужності випромінювання, а спектральною яскравістю АЧТ, яка з точністю до константи співпадає з спектральною щільністю потужності:

$$B_{AЧТ}(f, T^\circ) = \frac{R_{AЧТ}(f, T^\circ)}{\pi} = 2 \frac{f^2}{c^2} \frac{h_{Pl} f}{\exp(h_{Pl} f (k_B T^\circ)^{-1}) - 1}. \quad (1.2)$$

На рис. 1.1 показано $B_{AЧТ}(f, 1)$, $B_{AЧТ}(f, 100)$, $B_{AЧТ}(f, 300)$, $B_{AЧТ}(f, 1000)$.

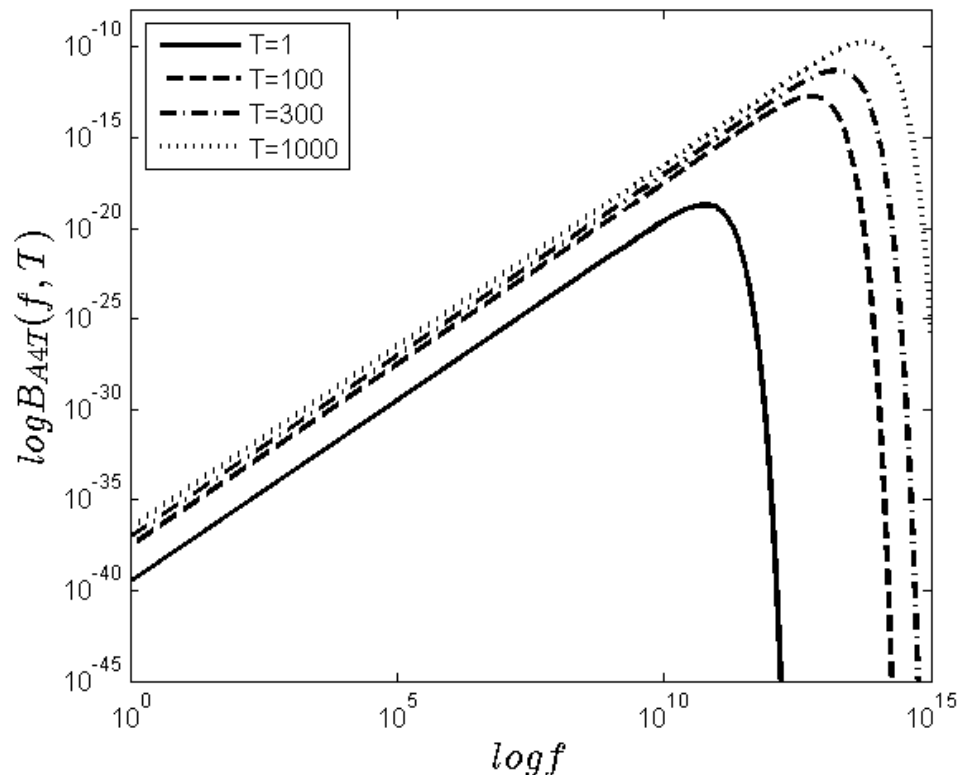


Рисунок 1.1 – Спектральна щільність потужності у логарифмічній шкалі для різних термодинамічних температур випромінюючих об’єктів

З аналізу рис. 1.1 та (1.1), (1.2) слідує, що при дослідженні об'єктів у радіодіапазоні (3 Гц – 300 ГГц) можна скоротити ці формули до формули Релея-Джинса. Зокрема, формулу (1.2) для АЧТ у радіодіапазоні можна записати у спрощеному вигляді (формула Релея-Джинса)

$$B_{\text{АЧТ}}(f, T^\circ) \approx 2 \frac{f^2}{c^2} k_B T^\circ. \quad (1.3)$$

Фізична передумова такого спрощення – врахування того факту, що у радіодіапазоні випромінювання визначається в основному тепловою енергією [120] руху мікрочастин об'єкту. Тобто

$$\frac{h_{pl} f}{\exp(h_{pl} f (k_B T^\circ)^{-1}) - 1} = \left| h_{pl} f \ll k_B T^\circ \right| \approx k_B T^\circ.$$

Слід відзначити, що (1.1) – (1.3) можуть апроксимувати спектральну щільсть потужності та спектральну радіояскравість реальних тіл у деякому діапазоні частот і рідше у всьому діапазоні. До виключення можна віднести випромінювання сонця. На рис. 1.2 показана реальна спектральна щільність потужності випромінювання сонця та модель, отримана згідно (1.1) у хвильовій (не частотній) шкалі.

До найновітніших штучно створених АЧТ належить речовина Vantablack [121–124] (Vertically Aligned Nano Tube Arrays black, рис. 1.3), яка поглинає та перетворює на теплову енергію коливання видимого, мікрохвильового та радіо діапазонів. Наразі ця речовина відбиває лише 0,035 відсотку падаючого світла (для порівняння, вугілля відбиває 4 відсотки світла). При таких поглинальних властивостях, цей матеріал «... проводить тепло в семь раз лучше, чем медь, а также обладает в десять раз лучшей прочностью на разрыв, нежели сталь» (стверджується у [123]).

Для переважної більшості реальних об'єктів в (1.1) – (1.3) необхідно вводити поправку [125]. Значення цієї поправки рівне поглинальній (по

частотам) здатності $\chi(f, T)$ об'єкту. В окремому випадку, коли поглинальна здатність менша одиниці (одиниця лише у АЧТ) та не залежить від частоти (однакова у заданому діапазоні частот), використовують термін «сіре тіло» [126]. Поглинальна здатність рівна відношенню потужності, яку поглиненув об'єктом до усїєї потужності, яка потрапляє на об'єкт.

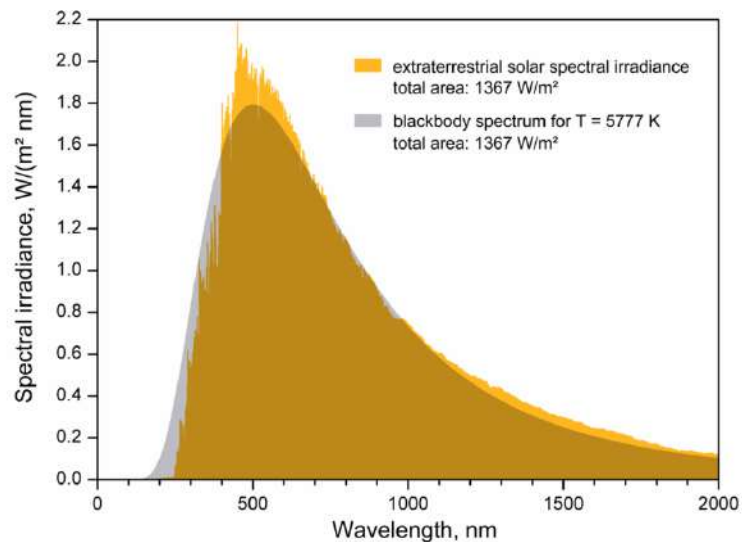


Рисунок 1.2 – Апроксимація реальної спектральної щільності потужності випромінювання моделлю випромінювання АЧТ (взято з [127])

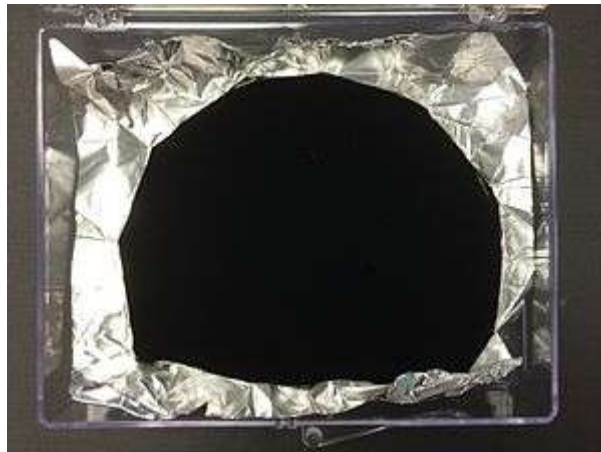


Рисунок 1.3 – Найсучасніша модель АЧТ – Vantablack (зображено на алюмінієвій фользі, взято з [121])

Тоді, з урахуванням поправки $\chi(f, T)$, формула (1.3) прийме наступний вигляд

$$B(f, T^\circ) \approx 2 \frac{f^2}{c^2} k_B T^\circ \chi(f, T^\circ) = 2 \frac{f^2}{c^2} k_B T_J^\circ(f, T^\circ), \quad (1.4)$$

де $T_J^\circ(f, T^\circ) = T^\circ \chi(f, T^\circ)$ – яскравісна температура об’єкту (у радіодіапазоні хвиль – радіояскравісна температура).

З (1.4) слідує, що для визначення термодинамічної температури об’єкта необхідно виміряти яскравісну температуру та мати модель поглинальної здатності. На практиці така модель може бути використана під час лабораторних досліджень і її майже неможливо визначити для переважної більшості реальних випромінювачів, які досліджуються у задачах дистанційного зондування (змішані рослинні покриви, рілля, схвильована водна поверхня і ін.). Тому часто термодинамічну температуру об’єктів не досліджують, а воліють обмежитися радіояскравісною, яку за вказаних нижче причин теж вкрай складно визначити. На заваді цьому стає те, що потужність сигналу, яка реєструється на виході антени, містить не тільки потужність випроміненого сигналу досліджуваного об’єкта, але й потужність перевідбитого цим об’єктом сигналу, джерелом якого є сторонні джерела (сонце, атмосфера, штучні джерела радіовипромінювання ...), а також власну ефективну температуру антени $T_A^\circ(f, T^\circ)$. Температуру, яка враховує всі ці відбиття називають «удаваною температурою» $T_V^\circ(f, T^\circ)$ (рос. «кажущейся температурой»).

Розглянемо, яка удавана температура пов’язана з потужністю сигналу на виході антени.

1.2. Зв’язок параметрів радіо сигналів з параметрами радіотеплового випромінювання

Попередньо введемо деякі з визначень, які використаємо для запису зв’язку між параметрами сигналів на виході антени з параметрами радіотеплового випромінювання.

Ефективна площа антени (ЕПА) [128], яка при обробці широко- і НШС сигналів залежить не тільки від кутових координат, але й від частоти [129–133]

$$A_{eff}(f, \vec{\vartheta}) = \frac{\lambda^2 G_y(f, \vec{\vartheta})}{4\pi}, \quad (1.5)$$

де $G_y(f, \vec{\vartheta}) = G_l D(f, \vec{\vartheta})$ – коефіцієнт підсилення антени (КПА), який залежить від коефіцієнту корисної дії G_l антени і коефіцієнту направленої дії (КНД) $D(f, \vec{\vartheta})$ антени

$$D(f, \vec{\vartheta}) = 4\pi \frac{|\dot{F}_H(f, \vec{\vartheta})|^2}{\int |\dot{F}_H(f, \vec{\vartheta})|^2 d\vec{\vartheta}} = 4\pi |\dot{F}_N(f, \vec{\vartheta})|^2. \quad (1.6)$$

У (1.6) введено позначення нормованої до максимуму комплексної діаграми спрямованості $\dot{F}_H(f, \vec{\vartheta}) = \frac{\dot{F}(f, \vec{\vartheta})}{\dot{F}_{\max}(f)}$ (ДС) антени (залежить від частоти та напрямних косинусів при обробці широко- і НШС сигналів) та нормованої на об'єм комплексної діаграми спрямованості $\dot{F}_N(f, \vec{\vartheta})$ антени, а також ефективного тілесного куту $\Omega_{eff}(f) = \int |\dot{F}_H(f, \vec{\vartheta})|^2 d\vec{\vartheta}$ антени.

Тоді потужність сигналу на виході антени можна записати у наступному вигляді [134]

$$P = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{\Omega} A_{eff}(f, \vec{\vartheta}) B(f, \vec{\vartheta}) d\vec{\vartheta} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 df = \quad (1.7)$$

$$= 2k_B G_l \int_{-\infty}^{\infty} \int_{\Omega} |\dot{F}_N(f, \vec{\vartheta})|^2 T_Y^\circ(f, \vec{\vartheta}) d\vec{\vartheta} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 df,$$

де $T_Y^\circ(f, \vec{\vartheta})$ – уявна температура і $B(f, \vec{\vartheta}) = 2 \frac{f^2}{c^2} k_B T_Y^\circ(f, T^\circ)$ – спектральна радіояскравість, $B_A(f, \vec{\vartheta}) = A_{eff}(f, \vec{\vartheta}) B(f, \vec{\vartheta})$ – антенна спектральна радіояскравість. У цих записах врахована залежність від куту спостереження і у аргументі (для скорочення запису) не вказується залежність від термодинамічної температури T° . У (1.7) $\dot{K}(j2\pi f)$ – комплексна передавальна характеристика (КПХ) додетекторного тракту, яка враховує обмеження робочої смуги частот, які виникають із-за антени, ліній передачі сигналу від антени до приймача та додетекторної частини приймача.

З (1.7) слідує, що потужність сигналу, який надходить з антени через додетекторний тракт до приймача та підлягає подальшій обробці, залежить від спектральної радіояскравості (уявної температури) об'єкту. Це можна використати у якості апіорної інформації для евристичного синтезу радіометричних систем.

1.3. Огляд сучасних багатоантенних радіометричних комплексів та принципів обробки багатовимірних сигналів

Наразі у радіоастрономії та дистанційному зондуванні Землі застосовуються радіометричні комплекси, які формують радіометричні зображення високого просторового розрізнення по кутовим координатам. Задачі формування високоточних радіометричних зображень виникли у радіоастрономії для можливості порівняння положень космічних об'єктів у оптичному і радіо діапазонах, а також для уточнення космологічних моделей виникнення та розвитку Всесвіту на поточних та теперішніх етапах.

Принцип обробки сигналів у таких комплексах відомий з оптики [135]. Проте перше практичне застосування радіоінтерферометричних систем для потреб радіоастрономії з надзвичайно високою розрізнявальною здатністю відбулося завдяки серу Мартіну Райлу [136, 137], який запропонував при реалізації апертурного синтезу (АС) враховувати обертання Землі. На One-Mile Telescope (рис. 1.4) [137] вперше, починаючи з 1964 року, було реалізовано т.з. «суперсинтез Райла».

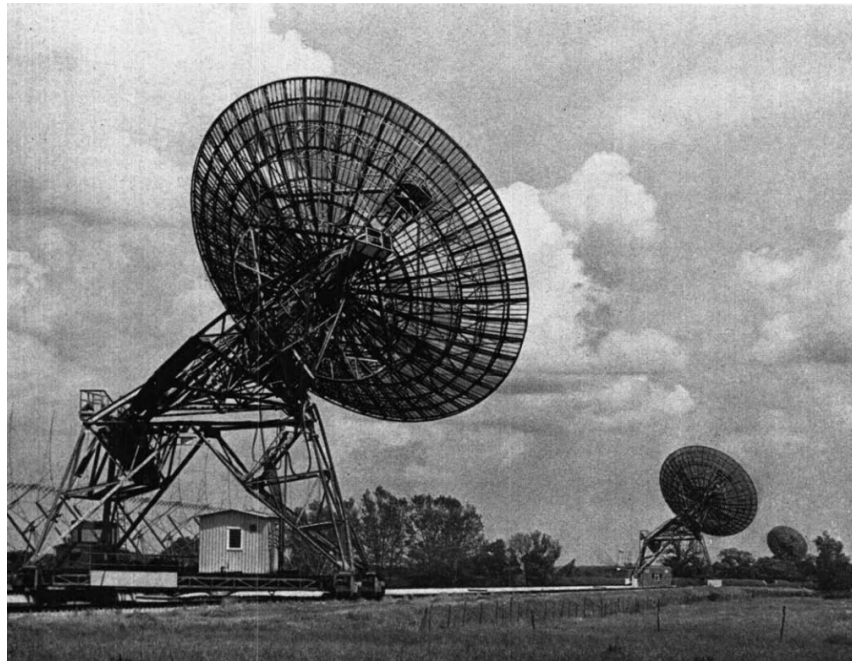


Рисунок 1.4 – Одномильний радіотелескоп (взято з [137])

Цей радіотелескоп мав три антени (дві нерухомі на відстані 800 м одна від одної і одна рухома, розміщена на залізничній колії теж довжиною 800 м, загалом 1,6 км) кожна діаметром 18,288 м (60 футів) і вагою 120 тон. Центральні частоти налаштування приймача 408 МГц і 1,4 ГГц з полосою пропускання 4 МГц. Отримати високе розрізнення за допомогою цього радіотелескопу вдалося завдяки врахуванню обертання Землі та використання рухомої антени. Радіометричний комплекс накопичував сигнали, отримані впродовж 12 годин (іноді такі дванадцятичасові записи проводили по декілька днів) і після цього реалізував їхню інтерферометричну

обробку. Це дозволило суттєво підвищити роздільну здатність по кутовим координатам, але потребувало на той значного часу для формування радіометричного зображення. Роздільна здатність отриманого цим комплексом радіометричного зображення порівняна з роздільною здатністю неперервної антени, діаметр якої майже рівний діаметру земної кулі.

Слід зазначити, що технічна реалізація АС, як зазначав сам М. Райл, стала можливою за рахунок розвитку електронної обчислювальної техніки.

Недоліком одномильного радіотелескопу було те, що він потребував значного часу спостереження і не міг використовуватися для дослідження швидкоплинних процесів. Проте сучасні системи, які розглядаються далі, спроможні досліджувати навіть швидкоплинні процеси.

Коротко розглянемо суть обробки сигналів у комплексах АС. При цьому скористаємося укрупненням (без детального описання математичних моделей сигналів) поясненням у часовій області. АС передбачає виконання наступних операцій:

1. Запис сигналів $\{\dot{s}_i(t, \varphi_i)\}_{i=1}^3$ рознесеними антенами (трьома у випадку використання одномильного радіотелескопу) протягом часу $t \in [0, T]$.

2. Вирівнювання фаз, тобто перехід до обробки сигналів з однаковою початковою фазою $\{\dot{s}_i(t, \varphi_0)\}_{i=1}^3$.

3. Кореляційна обробка сигналів (формування функцій когерентності – просторової функції кореляції) для різних значень фазових затримок (забезпечує значну зону огляду у межах діаграми спрямованості окремої дискретної антени у антенній системі)

$$\dot{I}_{ij}(\varphi - \varphi_0) = \frac{1}{T} \int_0^T \dot{s}_i(t, \varphi_0) \dot{s}_j^*(t, \varphi) dt, \quad i, j = 1, 2, 3.$$

4. Розрахунок антенної радіояскравості (стріп зображення) на частоті f_0 , шляхом Фур'є перетворення від функції просторової кореляції

$$\begin{aligned}
 B_A(f_0, \vartheta_x) &= \sum_{i-j=-2}^2 \dot{\Gamma}_{i-j}(\varphi - \varphi_0) \exp\left(-j2\pi f_0 \frac{\vartheta_x \Delta_{i-j,x}(\varphi - \varphi_0)}{c}\right) = \\
 &= 2 \operatorname{Re} \sum_{i-j=0}^2 \dot{\Gamma}_{i-j}(\varphi - \varphi_0) \exp\left(-j2\pi f_0 \frac{\vartheta_x \Delta_{i-j,x}(\varphi - \varphi_0)}{c}\right),
 \end{aligned}$$

де $\Delta_{i-j,x}(\varphi - \varphi_0)$ – відстань між фазовими центрами i, j антен у проекції на вісь Ox , напрям якої співпадає з прямою, що проходить через фазові центри усіх трьох антен.

Пункти 1–4 складають основу теореми Ван Циттерта-Церніке [138].

Для досягнення високого розрізнення та однозначних кутових вимірювань використовують антени з нееквідистантним розміщенням. Наразі оптимальні геометрії нееквідистантних решіток існують тільки для невеликої кількості антен [139–142].

Дослідження швидкоплинних процесів потребує використання двовимірних антенних решіток. Геометрії антен до таких систем часто підбирають моделюванням, а не знаходять в результаті оптимальних рішень. На сьогодні найпоширенішою є т.з. Y-форма антени. Зокрема, одним з найвідоміших радіометричних комплексів АС з Y-формою антени став Very Large Array (VLA, рис. 1.5) [44, 143], який дозволив досягти на той час надвисокої роздільної здатності по кутовим координатам (0,05" на хвилі довжиною 1,3 см).

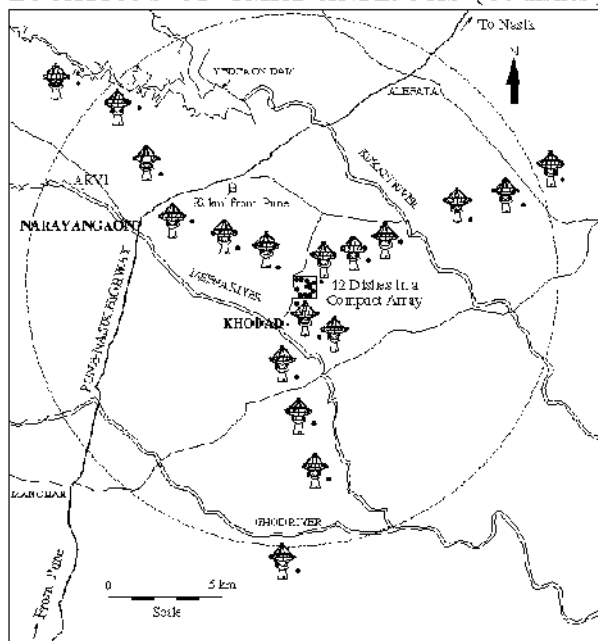
VLA складається з 27 повноповоротних 25-метрових радіотелескопів, розмішених у вигляді Y-форми з максимальною відстанню між дальніми телескопами ~ 20 км. Для зменшення впливу атмосфери та промислових завад на роботу VLA, її розміщено на плато, на висоті 2000 м, в 80 км на захід від міста Сокорро в штаті Нью-Мексико. Загальна збиральна площа цієї системи відповідає параболічного телескопу з діаметром дзеркала 120 м. Значущість VLA є велика і сьогодні. Так затрачено значні кошти на його модернізацію [44] з метою продовження досліджень Всесвіту. Роздільна здатність по кутовим координатам складає 10^{-6} радіана.



Рисунок 1.5 – Антенна система радіометричного комплексу VLA
(взято з [144])

Недоліком суцільних (континуальних) зеркальних антен є високі вітрові навантаження. Тому, подальше удосконалення стосувалися не обробки сигналів, а удосконалення антенних систем і освоєння нових діапазонів радіохвиль. Так, у Індії неподалік м. Пуна було створено радіометричний комплекс АС під назвою Giant Meter Wave Radio Telescop (GMRT, рис. 1.6) [43, 145].

LOCATIONS OF GMRT ANTENNAS (30 dishes)



а)



б)

Рисунок 1.6 – Розміщення GMRT – а) та вигляд антени – б)

Антенна система GMRT складається з 30 антен, діаметр кожної з яких складає 45 метрів. При цьому 12 антен розташовані в центральному районі площею в 1 км². Решта 18 розходяться в Y-формі з максимальним рознесенням між антенами 25 км. Комплекс працює на одній з наступних частот: 151, 235, 325, 610 і 1000–1420 МГц (приймач на 50 МГц не запустили у дію із-за значного рівня промислових завад).

І GMRT і наступний радіометричний комплекс реалізують один и той же алгоритм обробки сигналів, розглянутий вище.

Один з найновіших (рішення про розробку прийнято у 1995р., перша антенна встановлена у 2007р., у 2013 році встановлено останню 66-ту антену) радіометричних комплексів АС є ALMA (Atacama Large Millimeter/submillimeter Array, рис. 1.7) [42]. Ціна проекту склала майже 1,5 млрд. доларів США. Із 66 антен (розміщених квазіхаотично з відстанями від 150 м до 16 км) 54 мають діаметр 12 м, і 12 – 7 м.



Рисунок 1.7 – ALMA (взято з [146])

Для розрахунку радіояскравісних карт з розрізняювальною здатністю 10^{-7} радіан (у діапазоні від 0,3 до 9,6 мм) використовується один з найпотужніших суперкомп'ютерів у світі, який складається з більш ніж 134 млн процесорів, що виконують до 17 квадрильонів операцій в секунду.



Рисунок 1.8 – Коррелятори на ALMA (взято з [147])

Крім розглянутих, на сьогодні реалізовані наступні (подаються у порядку алфавіту) комплекси АС [148]:

- Allen Telescope Array (АТА, Каліфорнія, США);
- Atacama Large Millimeter Array (ALMA, Чілі);
- Australia Telescope Compact Array (АТСА, Австралія);
- Australian Square Kilometre Array Pathfinder (ASKAP, Австралія);
- Canadian Hydrogen Intensity Mapping Experiment (СНІМЕ, Канада);
- Combined Array for Research in Millimeter-wave Astronomy (САРМА, Каліфорнія, США);
- European VLBI Network (Європа);
- Korean VLBI Network (КVN, Південна Корея);

- Low-Frequency Array (LOFAR, Нідерланди);
- MeerKAT (Південна Африка);
- Large Latin American Millimeter Array (LLAMA, Аргентина/Бразилія);
- Murchison Widefield Array (MWA, Австралія);
- Multi-Element Radio Linked Interferometer Network (MERLIN, Великобританія);
- Molonglo Observatory Synthesis Telescope (MOST, Австралія);
- Northern Cross Radio Telescope (Італія);
- Northern Extended Millimeter Array (Франція);
- Primeval Structure Telescope (PaST, КНР);
- Square Kilometre Array (SKA, Australia, Південна Африка);
- Submillimeter Array (SMA, США);
- Very Large Array (VLA, New Mexico, США);
- Very Long Baseline Array (VLBA, США);
- Westerbork Synthesis Radio Telescope (WSRT, Нідерланди).

Позитивний досвід використання цих комплексів АС у радіоастрономії спонукав створення комплексу дистанційного зондування аерокосмічного базування. Так було реалізовано спочатку комплекс авіаційного базування [149, 150], а потім – космічного [49, 151] – проект SMOS (Soil Moisture and Ocean Salinity, рис. 1.9). На SMOS розміщено радіометричний комплекс АС MIRAS (Microwave Imaging Radiometer using Aperture Synthesis), антенна система якого складається з 69 елементів. Центральна частота налаштування приймача 1,4–1,427 ГГц (ширина смуги пропускання 19 МГц). Розрізнявальна здатність відносно низька (один піксел зображення включає ділянки підстильної поверхні від 35x50 км² до 200x200км² в залежності від режиму зйомки), але задовольняє вирішенню поставлених задач.

Наразі розробляється аналог MIRAS для детального дослідження та виявлення потенційних шляхів його модернізації. Цей аналог – Passive Advanced Unit Synthetic Aperture (PAU-SA) [152–154] – має 25 елементну Y-подібну антенну систему (рис. 1.10), працює на частоті 1575,42 МГц (ширина

полоси 2,2 МГц) і основні алгоритми обробки сигналів реалізує у цифровому вигляді на ПЛІС (у MIRAS обробка реалізована у аналоговому вигляді). При цьому, на відміну від MIRAS, обробка ведеться одразу на двох поляризаціях (вертикальній і горизонтальній).



Рисунок 1.9 – Радіометрична система MIRAS (SMOS, взято з [155])



Рисунок 1.10 – Антена PAU-SA на автомобілі (взято з [153])

Всі проаналізовані або вказані радіометричні комплекси АС працюють за одним і тим же алгоритмом, який базується на теоремі Ван Циттерта-

Церніке. Характерним для цієї теореми і, відповідно, для радіокомплексів є обробка вузькосмугових сигналів. Проте ширина смуги пропускання, як і час інтегрування і загальна збиральна площа антени суттєво впливають на точність вимірювання параметрів і флуктуаційну чутливість приймача. Коригувати час інтегрування не завжди можливо, особливо коли йде мова про розміщення радіометрів на високошвидкісних платформах (авіаційних та космічних) або ж досліджуються швидкоплинні процеси. Збільшити загальну збиральну площу антен теж не завжди зручно, так як це суттєво здорожує систему. Найбільш придатним для підвищення точності та флуктуаційної чутливості при фіксованих часі спостереження та площі антен є розширення смуги пропускання приймача. Фізичне пояснення підвищення точності при розширенні смуги пропускання полягає у тому, що кількість некорельованих відліків сигналу збільшується, а відповідно збільшується точність усереднення. Тому перехід до обробки широко- та НШС сигналів дозволить перейти на якісно новий рівень точності вимірювань, особливо при розробці радіометрів, які розміщуватимуться на високошвидкісних рухомих платформах аерокосмічного базування або ж при реалізації систем з високою швидкістю сканування промінем ДС.

Як слідує з аналізу результатів роботи PAU-SA – перехід до обробки сигналів у цифровому вигляді є вельми актуально, бо зменшує масогабаритні характеристики системи та зменшує вплив шумів на роботу приймача. Наразі для обробки широко- та НШС сигналів розроблено переважно аналогову частину. Проте з року в рік спостерігається стрімкий розвиток цифрової елементної бази і, особливо, ПЛІСів з малою затримкою на вентилі. До світових лідерів з виробництва ПЛІС, які можуть бути використані для розробки потужних обчислювачів, належать Altera (серія Stratix), Xilinx (серія Virtex), Achronix (серія Achronix-Ultra). Порівняльна характеристика сучасних ПЛІС наведена у [156]. Сучасні цифрові обчислювачі на радіотехнічних комплексах використовують аналогово-цифрові перетворювачі (АЦП) з 1-8 бітами квантування. Проте на сьогодні доступні

АЦП з 14 і більше бітами квантування, використання яких забезпечить більш високу точність вимірювань.

Розглянуті системи стосуються формування радіометричних зображень. Проте на сьогодні суттєво зросла необхідність у ПРТК різноманітного цільового призначення. Зокрема, можна виділити наступні задачі, для вирішення яких доцільно розробити відповідні ПРТК: формування високоточних 3D-карт просторово-протяжних об'єктів; високоточне енергоефективне виявлення об'єктів у заданій зоні огляду (наприклад, для контролю прибережних акваторій, аеропортів і ін.); компактні високоточні системи формування 2D радіометричних зображень і ін. Проте відомості про рішення цих та подібних задач з використанням ПРТК у літературі відсутні. Передусім це пов'язано з тим, що активні радіотехнічні комплекси 3D-картографування, контролю заданих зон огляду та ін. характеризуються високою точністю. У той же час, вони все менше задовольняють вимогам енергоефективності бо потребують випромінюючого каналу приймача. Вельми перспективно є створення ПРТК, які б за точністю наблизилися до активних радарів при суттєвому зниженні енерговитрат. Досягти цього можливо за рахунок обробки широко- і НШС радіометричних сигналів. При цьому така обробка повинна відповідати заданим критеріям оптимальності, що не тільки визначити найкращий алгоритм, а й оцінити потенційні характеристики (точність, флуктуаційну чутливість, розрізнявальну здатність і ін.).

Оптичні та інфрачервоні пристрої не витримують вимог до всепогодності, незалежності спостережень від часу доби та пори року і тому не розглядаються у якості альтернативи мікрохвильовим радарам. ПРТК дозволяють отримати інформацію в широкому діапазоні змін навколишнього середовища при мінімальних енергозатратах. Слід зазначити, що нові технічні рішення, які використовують, наприклад, Altera, Xilinx, дозволяють додатково знизити енергоспоживання ПЛІС за рахунок оптимізації

математичних обчислень (відомо [157], що різні математичні операції потребують різних енергозатрат).

1.4. Основи та особливості статистичної оптимізації ПРТК

У якості методу оптимізації алгоритму обробки радіометричних сигналів у ПРТК доцільно обмежитися методом максимальної правдоподібності. Цей метод, на відміну від байесівських методів оптимізації, потребує мінімальної апріорної інформації. Суть методу можна сформулювати наступним чином [40, 158–162]:

- математична формалізація спостереження (рівняння спостереження) та визначення статистичних характеристик складових цих рівнянь (особливістю запису рівнянь спостережень для задач радіометрії, на відміну від задач активної радіолокації є те, що і корисний сигнал, і шуми є випадковими процесами, які неможливо розділити);
- формування функціоналу правдоподібності (умовної щільності ймовірності формування спостереження при заданому (заданих) параметрах сигналу);
- усереднення функціоналу правдоподібності по несуттєвим параметрам (якщо такі є);
- пошук максимуму функціоналу правдоподібності та визначення параметрів, які забезпечують цей максимум;
- вичлення з рішення алгоритму обробки сигналів та розробка відповідної структурної схеми радіосистеми;
- дослідження граничних характеристик оцінок параметрів сигналу та самої радіотехнічної системи;
- у ряді випадків [40] виникає додаткова необхідність оптимального визначення параметрів об'єктів спостереження за оцінками параметрів сигналів, що потребує вирішення зворотніх задач радіолокації з використанням відповідних методів [163–165].

Кожен з перелічених пунктів є важливим, проте, до найважливіших етапів використання методу слід віднести перші два, правильність вирішення яких визначає адекватність рішень поставлених задач. Тому, для розкриття їх сутності, наведемо наступні пояснення.

Для запису рівняння спостереження спочатку конкретизується геометрія задачі, яка враховує математичну формалізацію процесу радіовипромінювання об'єкта спостереження, розповсюдження радіохвиль у просторі, положення та геометрію антени (антенної системи) відносно об'єкта спостереження, особливості проходження сигналу через додетекторний тракт приймача (підсилювачі, змішувачі, ...). При цьому важливо висвітлити зв'язок оцінюваних параметрів сигналу з його математичною моделлю, тобто визначити, як оцінюваний параметр «вплітається» у модель сигналу. Слід зазначити, що вигляд рівняння спостереження значною мірою визначатиме алгоритм обробки сигналу. Особливості радіометричних сигналів, які будуть використані у дисертаційному дослідженні, полягають у наступному:

- врахування НШС природи радіотеплового випромінювання об'єктів;
- радіотеплове випромінювання є гаусівським процесом з нульовим середнім значенням;
- використання багатоелементних антенних систем;
- використання додетекторних трактів, які за постановкою задач задовольняють умові широко- або ж надширокосмуговості;
- розрахунок та врахування міжканальних затримок сигналів на виходах різних пар антен у антенній системі.

При записі функціоналу правдоподібності для спостережень, які підлягають обробці у ПРТК, слід врахувати наступні особливості:

- наявність N рівнянь спостережень (сигнали та шуми є гаусівськими процесами з нульовим середнім значенням), де N – кількість елементів у антенній системі;
- статистичні характеристики корисного сигналу та шуму подібні;

- алгоритм синтезується у аналоговому вигляді (аналогові алгоритми обробки сигналів є більш точні [166] по відношенню до цифрових, при цьому, з аналогового алгоритму можна завжди перейти на кінцевому етапі обробки сигналів), тому важливо встановити аналітичний вигляд матриці кореляційних функцій спостережень.

Врахування відмічених особливостей запису аналітичних моделей сигналів (рівнянь спостережень) та функціоналів правдоподібності є надзвичайно важливим для вирішення задач статистичного синтезу ПРТК, тобто синтезу алгоритмів оптимальної обробки радіометричних сигналів з метою оцінки їх параметрів.

Ще однією вагомою особливістю оцінок параметрів сигналів у дисертаційному дослідженні є те, що вони є функціями (координат поверхні або кутових). У випадку, коли параметр є функцією двох координат поверхні, то відновленню підлягає РМЗ протяжного об'єкта, або пов'язані з ними параметри цього просторового об'єкта, а у випадку, коли функцією трьох координат – 3D-рельєф протяжного об'єкта, або ж, стосовно задач контролю заданих ділянок простору у т.ч. прибережних акваторій морів та річок.

Доцільно відзначити, що вагомий внесок у розвиток статистичної теорії радіометрії внесли наступні вчені (наведено у алфавітному порядку без посилань): Аміантов І.М., Антюфеев В.М., Волосюк В.К., Караваєв В.В., Костенко П.Ю., Павліков В.В., Сазонов В.В., Стратонович Р.Л., Шкварко Ю.В., Фалькович С.Я. та ін. Їм значною мірою передували роботи таких вчених-радіофізиків, як Ритов С.М. і Левін М.Л. [167–169], Апресян Л.А. [170], Кляцкін В.І. [171], Шифрін К.С. [172], Ландау Л.Д. [173] та багатьох інших, зокрема, зарубіжних вчених.

Розглянемо узагальнену структуру функціоналу правдоподібності, яка при введенні обмежень на антену, смугу пропускання і ін. може бути використана для часткових випадків, зокрема й тих, які дозволяють синтезувати ПРТК.

Для цього введемо наступні припущення. Нехай є деяка ділянка простору, яка характеризується дво- або тривимірною поверхнею D' . Передбачимо (гіпотетично) можливість реєстрації радіометричного сигналу на фоні внутрішнього шуму (обидва процеси гаусівські з нульовим середнім) у кожній точці цієї ділянки [40]. Робочий діапазон частот обмежений, що визначає відмінність багатовимірної (безкінечномірної у гіпотетичному випадку) кореляційної функції $R(t_1, t_2, \vec{r}'_1, \vec{r}'_2, \vec{\lambda})$ (по часовим $t \in [0, T_{ob}]$ і просторовим $\vec{r}' = (x', y', z') \in D'$ координатам) від дельта-функції. Тоді узагальнений вигляд функціоналу правдоподібності запишемо згідно [40] у наступному вигляді:

$$p(u | \vec{\lambda}) = k(\vec{\lambda}) \exp \left(-\frac{I}{2} \int_0^{T_{ob}} \int_0^{T_{ob}} \int_{D'_1} \int_{D'_2} u(t_1, \vec{r}'_1) W(t_1, t_2, \vec{r}'_1, \vec{r}'_2, \vec{\lambda}) u(t_2, \vec{r}'_2) dt_1 dt_2 d\vec{r}'_1 d\vec{r}'_2 \right), (1.8.a)$$

або, враховуючи $\vec{r}' = (x', y', z') \in D'$, у вигляді

$$p(u | \vec{\lambda}) = k(\vec{\lambda}) \exp \left(-\frac{I}{2} \int_0^{T_{ob}} \int_0^{T_{ob}} \int_{x'_1} \int_{x'_2} \int_{y'_1} \int_{y'_2} \int_{z'_1} \int_{z'_2} u(t_1, x'_1, y'_1, z'_1) \times \right. \\ \left. \times W(t_1, t_2, x'_1, y'_1, z'_1, x'_2, y'_2, z'_2, \vec{\lambda}) u(t_2, x'_2, y'_2, z'_2) dt_1 dt_2 dx'_1 dy'_1 dz'_1 dx'_2 dy'_2 dz'_2 \right), (1.8.б)$$

де $u(\cdot)$ – рівняння спостереження, модель якого формується на самому початку вирішення задачі синтезу ПРТК, $\vec{\lambda}$ – вектор оцінюваних параметрів, $k(\vec{\lambda})$ – множник, який залежить від оцінюваних параметрів але його аналітичний вигляд конкретизується після розрахунку похідної від

логарифма функціоналу правдоподібності [174], $W(t_1, t_2, x'_1, y'_1, z'_1, x'_2, y'_2, z'_2, \vec{\lambda})$ – функція, зворотня кореляційній функції $R(t_1, t_2, x'_1, y'_1, z'_1, x'_2, y'_2, z'_2, \vec{\lambda})$, і визначається з рішення інтегрального рівняння обернення наступного вигляду

$$\int_0^{T_{ob}} \int_{x'_2} \int_{y'_2} \int_{z'_2} R(t_1, t_2, x'_1, y'_1, z'_1, x'_2, y'_2, z'_2, \vec{\lambda}) W(t_2, t_3, x'_2, y'_2, z'_2, x'_3, y'_3, z'_3, \vec{\lambda}) dt_2 dx'_2 dy'_2 dz'_2 =$$

$$= \delta(t_1 - t_3) \delta(x'_1 - x'_3) \delta(y'_1 - y'_3) \delta(z'_1 - z'_3). \quad (1.9)$$

Слід відзначити, що точне рішення (1.9) існує для суттєво обмеженого класу функцій. На практиці його врішують у спектральній площині вводячи низку припущень [40, 175].

Висновки до розділу

Наведено оновні визначення, співвідношення та закони радіотеплового випромінювання. Показано, що спектральна щільність потужності такого випромінювання для реальних об'єктів займає весь частотний діапазон, тому при обробці радіотеплових сигналів доцільно розширяти смугу робочих частот радіометрів. Розширення смуги робочих частот впливає і на основні показники якості радіометрів (точність та флуктуаційну чутливість).

Виходячи з аналізу структури радіотеплового випромінювання встановлено, що радіотеплові сигнали – це випадкові (стохастичні) процеси з нульовим середнім і гаусівським розподілом. Тому основна інформація про ці процеси та об'єкти, які їх породжують, міститься у потужності сигналу. Наведено формули зв'язку потужності сигналу на виході антени з

параметрами радіотеплового випромінювання об'єктів, зокрема, з його температурою.

Проаналізовано принципи конструювання пасивних радіотехнічних комплексів радіоастроного призначення та таких, що використовуються для вирішення задач дистанційного зондування при формуванні радіометричних зображень високого просторового розрізнення. Особливістю таких комплексів є використання багатоелементних антенних систем і кроскореляційної обробки сигналів відповідно до теореми Ван Циттерта-Церніке. З аналізу слідує, що наразі інтерес до створення компактних ПРТК зростає. При цьому подальший розвиток, який забезпечить високі якісні показники їхнього функціонування (високу розрізнявальну здатність по просторовим координатам, флуктуаційну чутливість і, відповідно, радіометричне розрізнення зображення, точність оцінки відповідних параметрів радіотеплового випромінювання, тощо), беззаперечно пов'язаний з розширенням ширини робочої смуги пропускання, зокрема, за рахунок переходу до обробки широко- і НШС сигналів.

Розглядаються особливості статистичного синтезу радіотехнічних комплексів та основні відмінності з синтезом активних радіотехнічних систем та комплексів. Показано, що найбільш характерним для ПРТК є визначення до детекторної частини приймача (одно- чи багатоканальної системи) ще на етапі формулювання задачі синтезу. Це є аналогом попереднього вибору зондуючого сигналу у задачах активної радіолокації [176–179] (традиційно при вирішенні оптимізаційних задач статистичного синтезу активних радарів передбачається, що сигнал заданий або вирішена задача синтезу сигналу, наприклад, за виглядом функції невизначеності).

Записано узагальнені вирази для умовних щільностей ймовірностей спостережень при фіксованих параметрах (функціоналів правдоподібності), які відповідають випадку використання гіпотетичних нескінченновимірних континуальних середовищ, здатних до реєстрації сигналу. Такі функціонали можуть бути використані для синтезу ПРТК з антенними системами

довільної конфігурації при введені у вирази (1.8), (1.9) відповідних обмежень на область прийому просторово-часових полів.

Визначається доцільність обробки надширокосмугових просторово-часових полів та вказується, що сучасні алгоритми можуть бути реалізовані на цифровій елементній базі з використанням ПЛІСів таких виробників, як ALtera та Xilinx.

РОЗДІЛ 2.

МАТЕМАТИЧНА ФОРМАЛІЗАЦІЯ ОСНОВНИХ ВИЗНАЧЕНЬ, ЯКІ ВИКОРИСТОВУЮТЬСЯ ДЛЯ ОБҐРУНТУВАННЯ ПОСТАНОВОК І ВИРІШЕНЬ ЗАДАЧ ОПТИМАЛЬНОЇ СТАТИСТИЧНОЇ ОБРОБКИ ПРОСТОРОВО-ЧАСОВИХ НАДШИРОКОСМУГОВИХ СИГНАЛІВ

Стосовно до вирішення нового актуального класу задач оптимальної обробки просторово-часової обробки широкосмугових і НШС полів нижче розглянуті та проаналізовані перетворення V_F , $V_{\phi 1}$, введено ряд нових математично формалізованих визначень, які дозволяють обґрунтувати основні характеристики НШС антенних систем і спектрально-кореляційні характеристики просторово-часових (ПЧ) сигналів в областях їх спостереження, а також знайти аналітичні вирази для формування моделей радіометричних зображень (РМЗ) протяжних джерел НШС випромінювання.

Матеріали розділу опубліковані у [93, 94, 95, 103, 115].

2.1. V_F , $V_{\phi 1}$ перетворення, як математичний апарат аналізу НШС ПЧ сигналів

З [77–80] відомо, що V_F , $V_{\phi 1}$ перетворення застосовуються для аналізу хвильових полів (ХП) в зонах Фраунгофера і Френеля. Їх застосування дозволило вперше зняти проблему застосування теореми Ван Циттерта-Церніке до обробки НШС ХП при вирішенні задач радіолокації, радіоастрономії та дистанційного зондування. Ця проблема пов'язана з тим, що класичні перетворення Фур'є чи Френеля, які застосовуються для аналізу вузькосмугових (ВС) ПЧ полів, потребують виконання умови просторово-часової вузькосмуговості (ПЧВС) [40], яку ще називають

квазімонохроматичним наближенням (КМН) [161, 181], і не дозволяють у аналізувати та обробляти НШС ХП у зв'язку з неможливістю розділення просторових і часових частот.

Пряме V_F та зворотне V_F^{-1} перетворення мають наступний вигляд [77–80]:

$$f^{-2}c^2 \dot{A}(\bar{\vartheta}, f) = V_F [s(\bar{r}', t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} \int s(\bar{r}', t) \exp\{-j2\pi f(t \pm c^{-1}\bar{\vartheta}\bar{r}')\} dt d\bar{r}', \quad (2.1)$$

$$s(\bar{r}', t) = V_F^{-1} [\dot{A}(\bar{\vartheta}, f)] = \int_{-\infty}^{+\infty} \int \dot{A}(\bar{\vartheta}, f) \exp\{j2\pi f[t \pm c^{-1}\bar{\vartheta}\bar{r}']\} df d\bar{\vartheta}. \quad (2.2)$$

Тут використані наступні позначення (геометрія показана на рис. 2.1):

$\dot{A}(\bar{\vartheta}, f)$ – спектральна щільність комплексної амплітуди випромінювання (СЩКА) по часовим частотам f і просторовим координатам $\bar{\vartheta}$;

$s(\bar{r}', t)$ – поле в області його реєстрації D' , яке залежить від часу $t \in (0, T_{ob})$ і просторових координат $\bar{r}' = (x', y') \in D'$;

c – швидкість розповсюдження поля;

$\bar{\vartheta} = [\vartheta_x, \vartheta_y, \vartheta_z]^T = [\cos\theta_x, \cos\theta_y, \cos\theta_z]^T$ – вектор напрямних косинусів, який характеризує кутові положення елементів просторово-протяжних джерел випромінювання чи розсіювання електромагнітних хвиль, « T » – оператор транспонування вектора.

В подальшому функцію $\dot{A}(\vec{g}, f)$ будемо називати спектрально-кутовою щільністю комплексної амплітуди, яка є [40] багатовимірним спектральним V_F образом ПЧ поля $s(\vec{r}', t)$. Не зважаючи на те, що в реальних фізичних задачах областю визначення функції $s(\vec{r}', t)$ є просторовий і часовий інтервали реєстрації поля $\vec{r}' = (x', y') \in D'$, $t \in (0, T_{ob})$, а функції $\dot{A}(\vec{g}, f)$ – круг $\vec{g} \in (g_x^2 + g_y^2 \leq 1)$, можна формально [40, 181] розширити границі інтегрування на нескінченність, враховуючи при цьому, що ці функції за межами областей їх визначення рівні нулю.

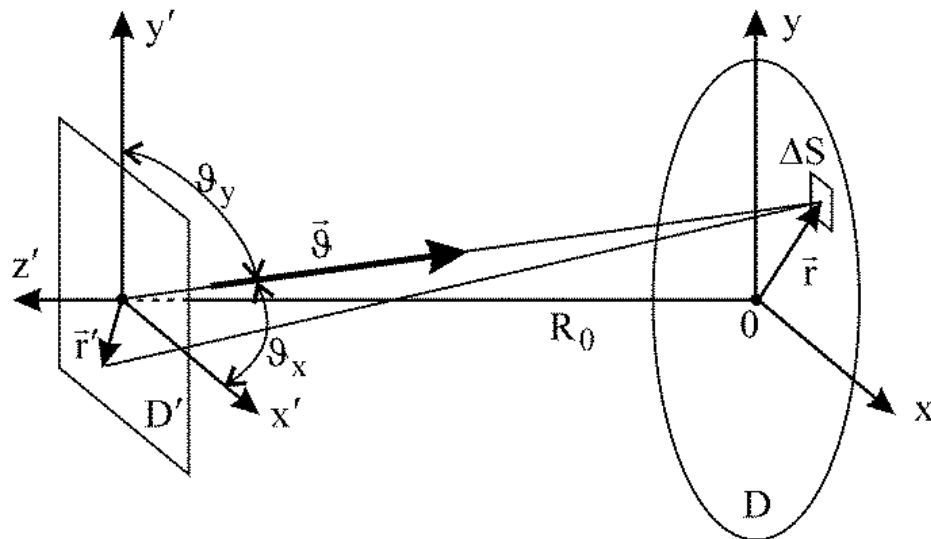


Рисунок 2.1 – До пояснення фізичної сутності V_F і V_ϕ перетворень

В класичному вигляді через базисні функції – комплексні експоненти, V_F перетворення не є перетворення Фур'є, так як $\frac{f}{c} \Delta \vec{a} = \vec{f}_{sp}$ і \vec{g} , як множники є нероздільні. Проте, багато властивостей перетворень V_F і Фур'є є подібними і їх можна розглядати як узагальнення останніх на випадок аналіз НШС ХП.

Пряме V_ϕ та зворотнє V_ϕ^{-1} перетворення дозволяють аналізувати НШС поля у ближній зоні Френеля і мають наступний вигляд [77–80]:

$$R_0 f^{-2} c^2 \dot{A}(\vec{r}, f) = V_{\phi 1} [s(\vec{r}', t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} \int s(\vec{r}', t) \exp \left\{ -j2\pi f R_0^{-1} c^{-1} (t - 0,5 |\vec{r} - \vec{r}'|^2) \right\} dt d\vec{r}', \quad (2.3)$$

$$s(\vec{r}', t) = R_0^{-1} V_{\phi 1}^{-1} [\dot{A}(\vec{r}, f)] = R_0^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} \int \dot{A}(\vec{r}, f) \exp \left\{ j2\pi f (t - 0,5 R_0^{-1} c^{-1} |\vec{r} - \vec{r}'|^2) \right\} df d\vec{r}. \quad (2.4)$$

Ці математичні перетворення також наведені у вигляді, який відображає фізичні особливості розповсюдження ХП від випромінюючої поверхні D до поверхні D' його спостереження (реєстрації) (див. рис. 2.1). У виразах (2.3), (2.4) введено наступні позначення:

R_0 – це відстань між початками систем координат, пов'язаних з областями випромінювання D і реєстрації D' ;

$\dot{A}(\vec{r}, f)$ – СЩКА відносно частот f і координат $\vec{r} = (x, y) \in D$.

Перетворення V_ϕ , V_ϕ^{-1} – є узагальненням перетворень Френеля на випадок опису НШС ХП.

В перетвореннях (2.1)– (2.4) змінні $\vec{\vartheta}$ і \vec{r} характеризують просторове положення випромінюючих елементів, а також вони є аргументами СЩКА і пропорційні просторовим частотам полів $s(\vec{r}', t)$.

Функції $\dot{A}(\vec{\vartheta}, f) \exp(j2\pi f t) df d\vec{\vartheta}$ і $\dot{A}(\vec{r}, f) \exp(j2\pi f t) df d\vec{r}$ характеризують властивості окремих просторових елементів $df d\vec{\vartheta}$ і $df d\vec{r}$ просторово-протяжного джерела, яке досліджується.

Розсіяні випадково-нерівними поверхнями поля, а також поля радіотеплового випромінювання просторово-протяжних об'єктів є випадковими.

Очевидно, що процеси s в області спостереження D' також є випадковими. На основі результатів і висновків теорії Карунена-Лоева про ортогональний розклад випадкових процесів і в доповнення до спектрально-кореляційних теорем Хінчина-Вінера та Ван Циттерта-Церніке розглянемо наступні теореми. Можна показати на прикладах спектрального аналізу стаціонарних випадкових процесів, що спектральні складові поля $s(\vec{r}', t)$ некорельовані на різних частотах f . В багатьох випадках, особливо для радіотеплового випромінювання, СЩКА $\dot{A}(\vec{g}, f)$ і $\dot{A}(\vec{r}, f)$ також некорельовані при різних значення змінних \vec{g} і \vec{r} , тобто

$$\langle \dot{A}(\vec{g}_1, f_1) \dot{A}^*(\vec{g}_2, f_2) \rangle = B(\vec{g}_1, f_1) \delta(\vec{g}_1 - \vec{g}_2) \delta(f_1 - f_2), \quad (2.5)$$

$$\langle \dot{A}(\vec{r}_1, f_1) \dot{A}^*(\vec{r}_2, f_2) \rangle = B(\vec{r}_1, f_1) \delta(\vec{r}_1 - \vec{r}_2) \delta(f_1 - f_2), \quad (2.6)$$

де: $\langle \cdot \rangle$ – оператор математичного очікування;

$B(\vec{g}, f)$, $B(\vec{r}, f)$ – спектральні щільності потужності (СЩП) процесів $s(\vec{r}', t)$ (спектральні яскравості протяжних джерел радіовипромінювання).

Вирази (2.5), (2.6) характерні для статистично стаціонарних в часі і однорідних по простору випадкових процесів. Із цих співвідношень і розглянутих перетворень слідує теорема, які можна розглядати як узагальнення теорема Ван Циттерта-Церніке, які можуть бути застосовані

для математичного аналізу і досліджень випадкових НШС ХП. Класична теорема Ван Циттерта-Церніке [59, 61, 139] передбачає виконання умов ПЧВ (КМН).

Теорема 1. Автокореляційна функція $R(\vec{\rho}', \tau) = \langle s(\vec{r}', t) s(\vec{r}' \pm \vec{\rho}', t \pm \tau) \rangle$ стаціонарного і однорідного процесу $s(\vec{r}', t)$ і його СЩП $B(\vec{\vartheta}, f)$ пов'язані між собою V_F перетворенням

$$f^{-2} c^2 B(\vec{\vartheta}, f) = V_F \{R(\vec{\rho}', \tau)\} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R(\vec{\rho}', \tau) \exp\{-j2\pi f (\tau + c^{-1} \vec{\vartheta} \cdot \vec{\rho}')\} d\tau d\vec{\rho}', \quad (2.7)$$

$$R(\vec{\rho}', \tau) = V_F^{-1} \{B(\vec{\vartheta}, f)\} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} B(f, \vec{\vartheta}) \exp\{j2\pi f (\tau + c^{-1} \vec{\vartheta} \cdot \vec{\rho}')\} df d\vec{\vartheta}. \quad (2.8)$$

Праву частину (2.8) отримаємо безпосередньою підстановкою в вираз для кореляційної функції $\langle s(\vec{r}', t) s(\vec{r}' \pm \vec{\rho}', t \pm \tau) \rangle$ правої частини (2.2) з урахуванням рівності (2.5). Вираз (2.7) можна отримати застосуванням до (2.8) перетворення V_F і урахування рівності

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp\{j2\pi (f - f_1) \tau + j2\pi c^{-1} (f \vec{\vartheta} - f_1 \vec{\vartheta}_1) \cdot \vec{\rho}'\} d\tau d\vec{\rho}' = c^2 f^{-2} \delta(f - f_1) \delta(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_1), \quad (2.9)$$

праву частину якої отримаємо із представлення дельта-функції у вигляді інтеграла

$$\delta(m - m_1) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{\pm j2\pi(m - m_1)\tau} d\tau. \quad (2.10)$$

В (2.9) $\delta(\vec{g} - \vec{g}_1) = \delta(g_x - g_{x1})\delta(g_y - g_{y1})$. В (2.7), (2.8) СШП $B(\vec{g}, f)$ є двосторонньою і парною по частотам $f \in (-\infty, \infty)$ (як в теорії спектральних перетворень випадкових функцій однієї змінної t).

Теорема 2. Ця теорема еквівалентна теоремі 1, але відноситься до комплексних аналітичних процесів наступного вигляду:

$$\dot{s}(\vec{r}', t) = s(\vec{r}', t) + js_{\perp}(\vec{r}', t), \quad (2.11)$$

де $s_{\perp}(\vec{r}', t)$ – спряжений процес, зв'язаний по змінній t з процесом $s(\vec{r}', t)$ перетворенням Гільберта. Спектральна щільність комплексного процесу $\dot{s}(\vec{r}', t)$ вдвічі збільшена по абсолютному значенню у додатній області змінної f і рівна нулю при $f < 0$, тобто є односторонньою.

Тоді справедлива наступна форма представлення комплексного аналітичного процесу

$$\dot{s}(\vec{r}', t) = \int_0^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} 2\dot{A}(\vec{g}, f) \exp\{j2\pi f[t + c^{-1}\vec{g}\vec{r}']\} d\vec{g} df. \quad (2.12)$$

Так як $\dot{A}(\vec{g}, f) = 0$ при $f < 0$, то формально можна нижню границю інтегрування по змінній f змінити на $-\infty$ і записати

$$\dot{s}(\vec{r}', t) = V_F^{-1} \{2\dot{A}(\vec{g}, f)\}. \quad (2.13)$$

Аналогічно доказу (2.8), помножимо обидві частини (2.13) на спряжену функцію $\exp\{j2\pi f_1[t + c^{-1}\vec{g}_1\vec{r}']\}$ і про інтегруємо по змінним r' і t в нескінченних границях, отримаємо

$$V_F \{\dot{s}(\vec{r}', t)\} = 2f^{-2}c^2 \dot{A}(\vec{g}, f) \quad (2.14)$$

Із (2.14) слідує, що комплексний аналітичний процес $\dot{s}(\vec{r}', t)$ пов'язаний зі своєю спектральною щільністю $(2\dot{A}(\vec{g}, f), f \geq 0)$ перетвореннями V_F .

Сформулюємо теорему 2 наступним чином: комплексна функція когерентності $\dot{\Gamma}(\vec{\rho}, f)$ (взаємна кореляційна функція комплексно спряжених аналітичних стаціонарних і однорідних процесів) функцій $\dot{s}(\vec{r}', t)$, $\dot{s}^*(\vec{r}', t)$ і одностороння (рівна нулю при $f < 0$) СЩП $B(\vec{\theta}, f)$ пов'язані між собою перетвореннями V_F

$$\dot{\Gamma}(\vec{\rho}', \tau) = \langle \dot{s}(\vec{r}'_1, t_1) \dot{s}^*(\vec{r}'_2, t_2) \rangle = V_F^{-1} \{4B(\vec{g}, f)\}, \quad (2.15a)$$

$$f^{-2}c^2 4B(\vec{g}, f) = V_F \{\dot{\Gamma}(\vec{\rho}', \tau)\}. \quad (2.15b)$$

Доведення цієї теореми аналогічне доведенню попередньої. Для отримання (2.15а) необхідно в її ліву частину підставити (2.13) і врахувати (2.5). Для доведення (2.15б) необхідно до першої застосувати перетворення V_F і врахувати (2.9). Необхідно також врахувати, що одностороння ($f \geq 0$) СКЩП комплексної амплітуди $\dot{A}(f_l, \vec{g}_l)$ комплексного аналітичного процесу (2.11) буде вдвічі більшою по амплітуді.

Ці результати узагальнюють теорему Ван Циттерта-Церніке для аналізу НШС випромінювання у дальній зоні Фраунгофера. Можна показати, що із розглянутих вище теорем при введенні КМН (ПЧВ) отримаємо класичні форми теореми Ван Циттерта-Церніке. Умови КМН виконуються для вузько смугових сигналів, спектр яких розміщений навколо середньої частоти f_0 , а його ширина $\Delta f \ll f_0$. У випадку КМН від добутку $f \vec{g} \vec{\rho}' c^{-1}$ можна перейти до $f_0 \vec{g} \vec{\rho}' c^{-1}$.

Один з класичних варіантів теореми Ван Циттерта-Церніке у дійсній формі для дальньої зони Фраунгофера пов'язує кутову щільність інтенсивності $I(\vec{g})$ (інтегральну яскравість $B(\vec{g})$)

$$I(\vec{g}) = B(\vec{g}) = \int_{-\infty}^{\infty} B(f, \vec{g}) df, \quad (2.16)$$

і просторову кореляційну функцію $R(\theta, \vec{\rho}')$ перетворенням Фур'є.

Доведемо це підстановкою в (2.8) змінних $\tau = \theta$ і $f c^{-1} \vec{g} \vec{\rho}' \approx f_0 c^{-1} \vec{g} \vec{\rho}'$:

$$\begin{aligned}
R(\vec{\rho}', 0) &= R(\vec{\rho}', \tau) \Big|_{\tau=0, f=f_0} = \\
&= V_F^{-1} \left\{ B(\vec{\mathcal{G}}, f) \right\} \Big|_{\tau=0, f=f_0} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} B(f, \vec{\mathcal{G}}) \exp \{ j2\pi f_0 c^{-1} \vec{\mathcal{G}} \cdot \vec{\rho}' \} df d\vec{\mathcal{G}} = \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} \underbrace{\int_{-\infty}^{\infty} B(f, \vec{\mathcal{G}}) df}_{I(\vec{\mathcal{G}})} \exp \{ j2\pi f_0 c^{-1} \vec{\mathcal{G}} \cdot \vec{\rho}' \} d\vec{\mathcal{G}} = \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} I(\vec{\mathcal{G}}) \exp \{ j2\pi f_0 c^{-1} \vec{\mathcal{G}} \cdot \vec{\rho}' \} d\vec{\mathcal{G}}.
\end{aligned} \tag{2.17}$$

Тобто просторова кореляційна функція пов'язана з інтегральною радіосякравістю зворотнім двовимірним перетворенням Фур'є

$$R(0, \vec{\rho}') = F_{2D}^{-1} \left\{ B(\vec{\mathcal{G}}) \right\}, \tag{2.18}$$

де $F_{2D}^{-1} \left\{ B(\vec{\mathcal{G}}) \right\}$ – оператор зворотного двовимірного перетворення Фур'є.

Очевидно, що

$$\left(f_{p_0}/c \right)^{-2} B(\vec{\mathcal{G}}) = F_{2D} \left\{ R(0, \vec{\rho}') \right\}, \tag{2.19}$$

де $F_{2D} \left\{ \cdot \right\}$ – оператор прямого двовимірного перетворення Фур'є.

Формули (2.18), (2.19) описують класичну теорему Ван Циттерта-Церніке у дійсній формі.

У комплексній формі просторова функція когерентності і інтегральна яскравість визначаються формулами

$$\begin{aligned} \dot{I}(0, \vec{\rho}') &= F^{-1} \{I(\vec{\mathcal{G}})\}, \\ (f_o/c)^{-2} I(\vec{\mathcal{G}}) &= F \{\dot{I}(0, \vec{\rho}')\}. \end{aligned} \quad (2.20)$$

Теорема 3. Фізично ця теорема пов'язує спектрально-кореляційні характеристики НШС полів в зоні Френеля. Теорема стверджує, що двостороння (парна функція частоти) СЩП $B(\vec{r}, f)$ і кореляційна функція $R(\vec{r}_1, \vec{r}_2, \tau)$ стаціонарного по змінній t процесу (2.4) пов'язані між собою перетвореннями V_{ϕ_2} .

$$\begin{aligned} R(\vec{r}_1, \vec{r}_2, \tau) &= R_0^{-2} V_{\phi_2}^{-1} \{B(\vec{r}, f)\} = \\ &= R_0^{-2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} B(\vec{r}, f) \exp \left\{ j2\pi f \left(\tau - 0,5c^{-1}R_0^{-1} |\vec{r}'_1 - \vec{r}|^2 + 0,5c^{-1}R_0^{-1} |\vec{r}'_2 - \vec{r}|^2 \right) \right\} df d\vec{r}; \end{aligned} \quad (2.21)$$

$$\begin{aligned} f^{-2} c^2 B(\vec{r}, f) &= V_{\phi_2} \{R(\vec{r}'_1, \vec{r}'_2, \tau)\} = \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R(\vec{r}'_1, \vec{r}'_2, \tau) \exp \left\{ -j2\pi f \left(\tau - 0,5c^{-1}R_0^{-1} |\vec{r}'_1 - \vec{r}|^2 + 0,5c^{-1}R_0^{-1} |\vec{r}'_2 - \vec{r}|^2 \right) \right\} d\vec{r}'_1 d\tau. \end{aligned} \quad (2.22)$$

Формулу (2.21) отримаємо підстановкою у формулу для кореляційної функції

$$R(\vec{r}_1, \vec{r}'_2, \tau) = \langle s(\vec{r}'_1, t_1) s(\vec{r}'_2, t_2) \rangle$$

формул (2.4) і урахуванням (2.6).

Співвідношення (2.22) отримуємо застосовуючи до обох частин (2.21) перетворення V_{ϕ_2} . При цьому необхідно прийняти до уваги рівність

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp \left\{ j2\pi \left((f - f_1)\tau - 0,5fc^{-1}R_0^{-1} \left(|\vec{r} - \vec{r}'_1|^2 + 0,5|\vec{r} - \vec{r}'_2|^2 \right) + \right. \right. \\ \left. \left. + 0,5f_1c^{-1}R_0^{-1} \left(|\vec{r}_1 - \vec{r}'_1|^2 + 0,5|\vec{r}_1 - \vec{r}'_2|^2 \right) \right) \right\} d\tau d\vec{r}'_1 = \\ = R_0^2 f^{-2} c^2 \delta(f - f_1) \delta(\vec{r} - \vec{r}_1), \end{aligned} \quad (2.23)$$

підтвердження якої можна отримати з формули (2.10).

На відміну від перетворень V_{ϕ_1} , у яких використовується базисна функція $\exp \left\{ j2\pi f(t - 0,5R_0^{-1}c^{-1}|\vec{r} - \vec{r}'|^2) \right\}$, у перетвореннях V_{ϕ_2} використана базисна функція $\exp \left\{ j2\pi f \left(\tau - 0,5c^{-1}R_0^{-1}|\vec{r}'_1 - \vec{r}|^2 + 0,5c^{-1}R_0^{-1}|\vec{r}'_2 - \vec{r}|^2 \right) \right\}$.

Необхідно відмітити, що інтегрування у (2.22) можна виконати полюбій зі змінних \vec{r}'_1 чи \vec{r}'_2 .

Теорема 4. Комплексна функція когерентності $\dot{\Gamma}(\vec{r}'_1, \vec{r}'_2, \tau) = \left\langle \left[\dot{s}(\vec{r}'_1, t_1) \dot{s}^*(\vec{r}'_2, t_2) \right] \right\rangle$ і одностороння (по частоті) СЦП $B(\vec{r}, f)$, пов'язані перетвореннями V_{ϕ_2}

$$\dot{\Gamma}(\vec{r}'_1, \vec{r}'_2, \tau) = R_0^2 V_{\phi_2}^{-1} \{ 4B(\vec{r}, f) \}, \quad (2.24)$$

$$f^{-2} c^2 4B(\vec{r}, f) = V_{\Phi_2} \left\{ \dot{\Gamma}(\vec{r}'_1, \vec{r}'_2, \tau) \right\}. \quad (2.25)$$

Доведення цієї теореми аналогічне доведенню попередньої. При цьому слід врахувати, що одностороння $f \geq 0$ СЩП комплексної амплітуди $\dot{A}(\vec{r}, f)$ комплексного аналітичного процесу $\dot{s}(\vec{r}', t) = s(\vec{r}', t) + js_{\perp}(\vec{r}', t)$ вдвічі збільшена по амплітуді.

Ці теореми узагальнюють теорему Ван Циттерта-Церніке для спектрально-кореляційного аналізу широкосмугового і НШС випромінювання з застосуванням прямих і зворотних V_F, V_{Φ_2} перетворень.

2.2. Фізико-алгоритмічний опис V_F перетворень як математичного інструмента, який забезпечує обробку НШС полів

Розглянуті перетворення в фізико-алгоритмічній трактовці містять основні операції спектрального аналізу полів у областях часових і просторових частот та відповідають фільтрації в часі і фокусуванню (діаграмо-утворенні) просторово-розподілених систем на задані елементи (ділянки) протяжних джерел випромінювання або розсіювання сигналів. Так пряме V_F перетворення просторово-часового сигналу $s(t, \vec{r}')$ при його фізичній реалізації, наприклад, за допомогою антенних решіток або інших засобів реєстрації ХП, дозволяє відновити СКЩП амплітуди $\dot{A}(f, \vec{\vartheta})$, яка на кожній частоті f після візуалізації її дійсної і ймовірної частин представляє собою комплексне зображення джерела випромінювання у зоні Фраунгофера. Те ж V_F перетворення, застосоване до комплексної функції когерентності (2.15) дозволяє у вигляді відповідних зображень відновити

спектральну радіояскравість $B(f, \vec{g})$. Аналогічно за допомогою перетворення V_ϕ можна відновити зображення $\dot{A}(f, r')$ і $B(f, r')$. У методичному сенсі фізико-алгоритмічний опис V_F і V_ϕ перетворень подібний.

Розглянемо детально фізичну сутність V_F перетворень, важливою особливістю яких є можливість роботи з НШС полями.

Формула

$$c^2 f^{-2} \dot{A}(\vec{g}, f) = V_F \{s(\vec{r}', t)\}$$

у її фізичній інтерпретації і, відповідно з виразами (2.1), (2.2) потребує конкретно заданих змінних f_0 і \vec{g}_0 множення прийнятого поля $s(\vec{r}', t)$ на функцію

$$\exp\left\{-j2\pi f_0\left(t + \frac{\vec{g}_0 \vec{r}'}{c}\right)\right\} = \exp(-j2\pi f_0 t) \exp\left(-j2\pi f_0 \frac{\vec{g}_0 \vec{r}'}{c}\right) \quad (2.26)$$

з наступним інтегруванням по часовій змінній t і просторовим координатам \vec{r}' . Тобто

$$\begin{aligned}
V_F \{s(\vec{r}', t)\} &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} s(\vec{r}', t) \exp\{-j2\pi f_0(t + c^{-1}\vec{\mathcal{G}}_0\vec{r}')\} dt d\vec{r}' = \\
&= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{A}(\vec{\mathcal{G}}, f) \exp\{j2\pi f(t + c^{-1}\vec{\mathcal{G}}\vec{r}')\} df d\vec{\mathcal{G}} \right\} \times \\
&\quad \times \exp\{-j2\pi f_0(t + c^{-1}\vec{\mathcal{G}}_0\vec{r}')\} dt d\vec{r}' = f^{-2}c^2 \dot{A}(\vec{\mathcal{G}}_0, f_0).
\end{aligned} \tag{2.27}$$

При виводі (2.27) врахована рівність (2.9). Перший множник функції (2.26) разом з інтегруванням по часовій змінній відповідає за часову обробку – фільтрацію, у результаті чого виділяється спектральна складова поля на частоті f_0 . Ці операції відповідають класичному часово-частотному перетворенню Фур'є. Другий множник з відповідним інтегруванням по просторовим координатам \vec{r}' відповідає фокусуванню антенної системи на заданий напрям $\vec{\mathcal{G}}_0$. Теоретично інтегрування у нескінченних границях по змінній \vec{r}' забезпечує повне відновлення СЩКА $\dot{A}(\vec{\mathcal{G}}_0, f_0)$ як функції напрямків $\vec{\mathcal{G}}_0$. На кожній конкретній частоті f_0 ця операція відповідає просторовому перетворенню Фур'є у його традиційній формі. Проте, як відмічалось раніше, у цілому V_F перетворення в силу нероздільності часових і просторових частот не є багатовимірним просторово-часовим перетворенням Фур'є, але зводиться до їх послідовного (часового і просторового) застосування.

Практично інтегрування по часу на кінцевому інтервалі спостереження $t \in (0, T)$ при часовій обробці сигналу еквівалентно його фільтрації у полосовому фільтрі з амплітудно-частотною характеристикою (АЧХ)

$$|\dot{K}(j2\pi f)| = \left| \frac{\sin[\pi T(f - f_0)]}{\pi(f - f_0)} \right| = T |\text{sinc}[\pi T(f - f_0)]|. \tag{2.28}$$

Такий АЧХ відповідає селективний пристрій з шириною полоси пропускання $\Delta F \approx \frac{1}{T}$, який із спектра $\dot{A}(\bar{g}, f)$ вирізає не тільки спектральну лінію $\dot{A}(\bar{g}, f_0)$, але й бокові частоти, знижуючи тим самим розрізнявальну здатність спектрального аналізу.

Далі на заданій частоті сигналу f_0 необхідно сформувати комплексне зображення $\dot{A}(\bar{g}, f_0)$. Для цього необхідно виконати деякі дії по просторовій обробці прийнятого ХП $s(\vec{r}', t)$. За просторову обробку в цьому випадку відповідає другий множник в (2.26).

Інтегрування з ваговим множником $\exp(-j2\pi f_0 c^{-1} \vec{g}_0 \vec{r}')$ по просторовим координатам \vec{r}' у обмеженій області дозволяє відновити функцію $\dot{A}(\bar{g}_0, f_0)$ по змінній \bar{g}_0 з точністю до згладжуючої її діаграми спрямованості (ДС). ДС є просторовим образом Фур'є цієї вагової функції, яка задана у області визначення $\vec{r}' \in D'$, яку фізично обмежує апертура антенної системи. Ця ДС має максимум у напрямку \vec{g}_0 . Спектрально-кутова цільність $\dot{A}(\bar{g}_0, f_0)$ у різних напрямках \vec{g}_0 відновлюється з просторовою роздільною здатністю, яка визначається шириною головної пелюстки ДС. Щоб отримати відповідне зображення необхідно у кожному напрямку \vec{g}_0 сформувати промінь ДС шляхом сканування або паралельного огляду. При паралельному огляді формуються парціальні промені, які перекривають заданий сектор огляду, що містить просторово-протяжний об'єкт дослідження. При цьому вагова функція

$$\dot{I}(f_0, \vec{\mathcal{G}}_0, \vec{r}') = \exp\left(-j2\pi f_0 \frac{\vec{\mathcal{G}}_0 \vec{r}'}{c}\right), \quad (2.29)$$

визначена у області, яку займає апертура антенної системи $\vec{r}' \in D'$ на заданій частоті f_0 і для заданого напрямку $\vec{\mathcal{G}}_0$ є амплітудно-фазовим розподіленням (АФР) чутливості елементів апертури $d\vec{r}'$. ДС антенної системи знаходиться за допомогою просторового перетворення Фур'є від її АФР

$$\dot{F}(f_0, \vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0) = \int_{-\infty(D')}^{\infty} \dot{I}(f_0, \vec{\mathcal{G}}_0, \vec{r}') \exp\left(j2\pi f_0 \frac{\vec{\mathcal{G}} \vec{r}'}{c}\right) d\vec{r}'. \quad (2.30)$$

Враховуючи, що у V_F перетворенні другий множник у (2.26) виконує функцію АФР передбачуваної апертури, запишемо це перетворення у наступному вигляді

$$\begin{aligned} V_F \{s(\vec{r}', t)\} &= \int_{-\infty(D')}^{\infty} \int_{-\infty(T)}^{\infty} s(t, \vec{r}') \exp\left\{-j2\pi f_0 \left(t + \frac{\vec{\mathcal{G}}_0 \vec{r}'}{c}\right)\right\} dt d\vec{r}' = \\ &= \int_{-\infty(T)}^{\infty} \exp(-j2\pi f_0 t) dt \int_{-\infty(D')}^{\infty} s(t, \vec{r}') \dot{I}(f_0, \vec{\mathcal{G}}_0, \vec{r}') d\vec{r}'. \end{aligned} \quad (2.31)$$

Вочевидь, що у нескінченних границях інтегрування

$$V_F \{s(\vec{r}', t)\} = V_F \left\{ V_F^{-1} \left\{ \dot{A}(\vec{\mathcal{G}}, f) \right\} \right\} = f^{-2} c^2 \dot{A}(\vec{\mathcal{G}}, f). \quad (2.32)$$

Підставимо у (2.31) відповідно з (2.32) вираз (2.2) для $s(t, \vec{r}')$

$$\begin{aligned}
 & \int_{-\infty(T)}^{\infty} \exp(-j2\pi f_0 t) \int_{-\infty(D')}^{\infty} \left\{ \int_{-\infty(\Theta)}^{\infty} \int_{-\infty(F)}^{\infty} \dot{A}(f, \vec{\vartheta}) \exp\left\{j2\pi f \left(t + \frac{\vec{\vartheta} \vec{r}'}{c}\right)\right\} df d\vec{\vartheta} \right\} \times \\
 & \quad \times \dot{I}(f_0, \vec{\vartheta}_0, \vec{r}') dt d\vec{r}' = \\
 & = \int_{-\infty(\Theta)}^{\infty} \int_{-\infty(F)}^{\infty} \dot{A}(f, \vec{\vartheta}) \int_{-\infty(T)}^{\infty} \exp\{j2\pi(f - f_0)t\} dt \times \\
 & \quad \times \int_{-\infty(D')}^{\infty} \dot{I}(f_0, \vec{\vartheta}_0, \vec{r}') \exp\left(j2\pi f \frac{\vec{\vartheta} \vec{r}'}{c}\right) d\vec{r}' df d\vec{\vartheta}.
 \end{aligned}$$

Враховуючи, що

$$\int_{-\infty}^{\infty} \exp\{j2\pi(f - f_0)t\} dt = \delta(f - f_0), \quad (2.33)$$

запишемо (2.31) наступним чином

$$\begin{aligned}
 & V_F\{s(\vec{r}', t)\} = \\
 & = \int_{-\infty(\Theta)}^{\infty} \dot{A}(f_0, \vec{\vartheta}) \int_{-\infty(D')}^{\infty} \dot{I}(f_0, \vec{\vartheta}_0, \vec{r}') \exp\left(j2\pi f_0 \frac{\vec{\vartheta} \vec{r}'}{c}\right) d\vec{r}' d\vec{\vartheta} = \\
 & = \int_{-\infty(\Theta)}^{\infty} \dot{A}(f_0, \vec{\vartheta}) \dot{F}(f_0, \vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) d\vec{\vartheta}.
 \end{aligned} \quad (2.34)$$

Згортка комплексного зображення з ДС вказує на той факт, що якість зображення (розрізнявальна здатність) залежить від вигляду ДС і її ширини.

У нескінченних границях

$$\begin{aligned} \dot{F}(f_0, \vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0) &= \int_{-\infty(D')}^{\infty} \exp\left\{j2\pi \frac{f_0}{c} (\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0) \vec{r}'\right\} d\vec{r}' = \\ &= (f_0/c)^{-2} \delta(\mathcal{G}_x - \mathcal{G}_{0x}) \delta(\mathcal{G}_y - \mathcal{G}_{0y}) = (f_0/c)^{-2} \delta(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0). \end{aligned} \quad (2.35)$$

У цьому випадку – перетворення повністю обертається, тобто справедливе рівняння (2.32).

Розглянемо вираз для ДС у межах просторових границь інтегрування $\vec{r}' \in D'$. Якщо АФР визначено у кінцевій області спостереження, наприклад, у найпростішому випадку, у прямокутної формі

$$\dot{I}(f_0, \vec{\mathcal{G}}_0, \vec{r}') = I(\vec{r}') \exp\left(-j2\pi \frac{f_0}{c} \vec{\mathcal{G}}_0 \vec{r}'\right), \quad (2.36)$$

$$I(\vec{r}') = I(x')I(y') = \begin{cases} 1 & \text{при } x' \in \left(-\frac{X'}{2}, \frac{X'}{2}\right), y' \in \left(-\frac{Y'}{2}, \frac{Y'}{2}\right), \\ 0 & \text{при } x' \notin \left(-\frac{X'}{2}, \frac{X'}{2}\right), y' \notin \left(-\frac{Y'}{2}, \frac{Y'}{2}\right), \end{cases}$$

то

$$\begin{aligned} \dot{F}(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0) &= \int_{-\frac{X'}{2}}^{\frac{X'}{2}} \int_{-\frac{Y'}{2}}^{\frac{Y'}{2}} \exp\left\{j2\pi \frac{f_0}{c} [(\mathcal{G}_x - \mathcal{G}_{0x})x' + (\mathcal{G}_y - \mathcal{G}_{0y})y']\right\} dx' dy' = \\ &= XY' \operatorname{sinc}\left[\pi \frac{f_0}{c} (\mathcal{G}_x - \mathcal{G}_{0x}) X'\right] \operatorname{sinc}\left[\pi \frac{f_0}{c} (\mathcal{G}_y - \mathcal{G}_{0y}) Y'\right]. \end{aligned} \quad (2.37)$$

Розрізнявальна здатність антенної системи по напрямкам ϑ_x , ϑ_y визначається шириною ДС (2.30), наприклад, як полу ширина кутової відстані у точках, де вона обертається в нуль

$$\Delta\vartheta_x = \vartheta_x - \vartheta_{0x} = \frac{c}{f_0 X'} = \frac{\lambda_0}{X'}, \quad \Delta\vartheta_y = \vartheta_y - \vartheta_{0y} = \frac{c}{f_0 Y'} = \frac{\lambda_0}{Y'}, \quad (2.38)$$

де $\lambda_0 = c f_0^{-1}$ – довжина хвилі.

З несуттєвими відмінностями у методичному плані аналогічний і фізико-аналітичний опис V_ϕ перетворень НШС ХП у ближній зоні Френеля.

На основі розглянутих перетворень і аналізу їх фізико-алгоритмічної сутності введемо ряд визначень і математичних співвідношень, які необхідні для опису основних характеристик НШС антенних систем і спектрально-кореляційних характеристик просторово-часових сигналів на їх входах і виходах.

2.3. Математичне представлення різних видів АФР і їх просторово-часових імпульсних характеристик у взаємозв'язку з характеристиками спрямованості НШС антенних систем

АФР чутливості елементів $d\vec{r}'$ у околиці координат різних точок \vec{r}' довільної континуальної апертури доцільно представити наступним чином

$$i(f, \vec{r}', \vec{\vartheta}_0) = I_b(f, \vec{r}') \exp\left(-j2\pi f \frac{\vec{\vartheta}_0 \vec{r}'}{c}\right). \quad (2.39)$$

Експоненціальний множник у цьому виразі є коефіцієнтом передачі ідеалізованих пристроїв затримки у кожній з точок $\vec{r}' \in D'$ континуальної апертури на час затримки $\vec{g}_0 \vec{r}' c^{-1}$. Він забезпечує фокусування антенної системи на напрямок, який характеризується вектором напрямних косинусів \vec{g}_0 . Фізично з'єднати лінію затримки у кожній точці апертури неможливо. Але, наприклад, у параболічних антенах цей множник виникає природно при зміщенні у фокальній площині випромінювача. $I_b(f, \vec{r}')$ – довільне базове АФР поля в апертурі антени, яке, у найпростішому випадку, має постійне значення у області розкриву антени. У більш складних випадках з метою оптимізації форми ДС АФР коректують ваговими вікнами [72, 76, 184] Хемінга, Хана, Кайзера, Кравченко і ін.

Для антенних решіток з нерухомими елементарними елементами і однаковими базовими АФР цих елементарних антен можна записати повне АФР $i(f, \vec{r}', \vec{g}_0)$ наступним чином

$$i(f, \vec{r}', \vec{g}_0) = \sum_{i=1}^N I_b(f, \vec{r}' - \vec{r}'_i) \exp\left(-j2\pi f \frac{\vec{g}_0 \vec{r}'_i}{c}\right). \quad (2.40)$$

При цьому затримки поля здійснюються після його прийому на виходах кожної з елементарних антен. Після синфазного складання затриманих сигналів антена фокусується на напрям, який характеризуються вектором напрямних косинусів \vec{g}_0 .

Якщо необхідно сфокусувати всю антенну решітку, враховуючи ДС елементарних антен, на напрям $\vec{\mathcal{G}}_0$, то відповідне АФР може бути записане у вигляді наступної математичної моделі

$$\dot{I}(f, \vec{r}', \vec{\mathcal{G}}_0) = \exp\left(-j2\pi f \frac{\vec{\mathcal{G}}_0 \vec{r}'}{c}\right) \sum_{i=1}^N \dot{I}_b(f, \vec{r}' - \vec{r}'_i). \quad (2.41)$$

Для технічної реалізації такої АФР необхідно (у найпростіших випадках) або змістити усі випромінювачі у фокальних площинах елементарних антен, або ж повернути усі антени на задані кути, які відповідають вектору $\vec{\mathcal{G}}_0$, і при цьому здійснити на виходах кожної антени відповідні затримки.

ДС НШС антенної системи і її АФР на кожній фіксованій частоті f пов'язані парою взаємно зворотних перетворень Фур'є

$$\dot{F}(f, \vec{\mathcal{G}}) = F_{2D, \vec{r}'}^{-1} \{ \dot{I}(f, \vec{r}') \} = \int_{-\infty(D')}^{\infty} \dot{I}(f, \vec{r}') \exp(j2\pi f \vec{\mathcal{G}} \vec{r}' c^{-1}) d\vec{r}', \quad (2.42)$$

$$\dot{I}(f, \vec{r}') = F_{2D, \vec{\mathcal{G}}} \left\{ (fc^{-1})^2 \dot{F}(f, \vec{\mathcal{G}}) \right\} = \int_{-\infty(\Theta)}^{\infty} (fc^{-1})^2 \dot{F}(f, \vec{\mathcal{G}}) \exp(-j2\pi f \vec{\mathcal{G}} \vec{r}' c^{-1}) d\vec{\mathcal{G}} \quad (2.43)$$

де $F_{2D,\vec{r}'}^{-1}\{\cdot\}$ – оператор зворотного двовимірного перетворення Фур'є по змінній \vec{r}' , $F_{2D,\vec{g}}\{\cdot\}$ – оператор прямого двовимірного перетворення Фур'є по змінній \vec{g} .

Якщо в елементи апертури введені пристрої затримки з коефіцієнтами передачі $\exp(-j2\pi f\vec{g}_0\vec{r}'c^{-1})$, які забезпечують фокусування системи на напрям \vec{g}_0 , то

$$\dot{F}(f, \vec{g} - \vec{g}_0) = F_{2D,\vec{r}'}^{-1} \left\{ \dot{I}(f, \vec{r}', \vec{g}_0) \right\}, \quad (2.44)$$

$$\dot{I}(f, \vec{r}', \vec{g}_0) = F_{2D,\vec{g}} \left\{ (f c^{-1})^2 \dot{F}(f, \vec{g} - \vec{g}_0) \right\}. \quad (2.45)$$

Важливим новим визначенням, характерним для більшості НШС РЛС і РЛК, є просторово-часова імпульсна характеристика апертури (ПЧІХА) антенної системи. По аналогії з імпульсною характеристикою лінійного чотиріполюсника, яка є зворотнім перетворенням Фур'є від коефіцієнту передачі

$$h(t) = F^{-1} \left\{ \dot{K}(j2\pi f) \right\}, \quad (2.46)$$

введемо ПЧІХА як зворотне перетворення Фур'є коефіцієнту передачі антенної системи по змінним t і f

$$\begin{aligned}
 h_A(t, \vec{r}', \vec{\vartheta}_0) &= F^{-1} \left\{ \dot{I}(f, \vec{r}', \vec{\vartheta}_0) \right\} = \int_{-\infty(F)}^{\infty} \dot{I}(f, \vec{r}', \vec{\vartheta}_0) \exp(j2\pi f t) df, \\
 \dot{I}(f, \vec{r}', \vec{\vartheta}_0) &= F \left\{ h_A(t, \vec{r}', \vec{\vartheta}_0) \right\} = \int_{-\infty(F)}^{\infty} h_A(t, \vec{r}', \vec{\vartheta}_0) \exp(j2\pi f t) dt.
 \end{aligned}
 \tag{2.47}$$

Зв'язок ПЧІХА з ДС знаходимо, підставляючи у першу формулу (2.47) вираз (2.45). У результаті отримаємо

$$\begin{aligned}
 h_A(t, \vec{r}', \vec{\vartheta}_0) &= F^{-1} \left\{ \dot{I}(f, \vec{r}', \vec{\vartheta}_0) \right\} = \\
 &= \int_{-\infty(\Theta)}^{\infty} \int_{-\infty(F)}^{\infty} \left(\frac{f}{c} \right)^2 \dot{F}(f, \vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) \exp \left[j2\pi f \left(t - \vec{\vartheta} \frac{\vec{r}'}{c} \right) \right] df d\vec{\vartheta},
 \end{aligned}
 \tag{2.48}$$

чи

$$h_A(t, -\vec{r}', \vec{\vartheta}_0) = V_F^{-1} \left\{ \left(\frac{f}{c} \right)^2 \dot{F}(f, \vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) \right\}.
 \tag{2.49}$$

Це перетворення зворотнє, тобто

$$V_F \left\{ h_A(t, \vec{r}', \vec{\vartheta}_0) \right\} = \dot{F}(f, -\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0),
 \tag{2.50}$$

$$V_F \left\{ h_A(t, -\vec{r}', \vec{\vartheta}_0) \right\} = \dot{F}(f, \vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0).
 \tag{2.51}$$

2.4. Дослідження енергетичних характеристик НШС просторово-часових сигналів у антенних системах

Розглянемо СЦП комплексної функції просторової когерентності (КФПК). При аналізі вузькосмугових ПРТК [58, 64] не потребувало введення такого визначення, так як ця функція виникала природно на центральній частоті настройки приймача. В широкосмуговому і НШС варіантах має місце континуальний набір частот в заданій смузі пропускання, тому необхідно більш детально дослідити поведінку цієї функції в залежності від частоти f . Для цього вираз (2.8), який є сутністю теореми 1, запишемо наступним чином

$$\begin{aligned}
 R(\vec{\rho}', \tau) &= V_F^{-1} \{ B(\vec{\vartheta}, f) \} = \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} B(f, \vec{\vartheta}) \exp \left\{ j2\pi f \left(\tau + \frac{\vec{\vartheta} \cdot \vec{\rho}'}{c} \right) \right\} df d\vec{\vartheta} = \\
 &= \int_{-\infty(F)}^{\infty} \dot{R}_B(f, \vec{\rho}') \exp(j2\pi f \tau) df = F^{-1} \{ \dot{R}_B(f, \vec{\rho}') \},
 \end{aligned} \tag{2.52}$$

де функція

$$\begin{aligned}
 \dot{R}_B(f, \vec{\rho}') &= F_{2D, \vec{\vartheta}}^{-1} \{ B(f, \vec{\vartheta}) \} = F \{ R(\tau, \vec{\rho}') \} = \\
 &= \int_{-\infty(\Theta)}^{\infty} B(f, \vec{\vartheta}) \exp \left(j2\pi f \frac{\vec{\vartheta} \cdot \vec{\rho}'}{c} \right) d\vec{\vartheta}
 \end{aligned} \tag{2.53}$$

є (згідно з теорією перетворень Фур'є) СЩКА функції $R(\vec{\rho}', \tau)$ по змінній τ . Функція $R(\vec{\rho}', \tau)$ за фізичною сутністю є КФПК.

Для характеристики вузькосмугових сигналів доцільно використовувати визначення кутової щільності кореляційної функції (КЩКФ) і кутової щільності інтенсивності (КЩІ) випромінювання. При виконанні умови КМН в другому складовому показника комплексної експоненти в (2.8) замість змінної частоти можна ставити значення центральної частоти $f \approx f_0$ настройки приймача

$$\begin{aligned} R(\tau, \vec{\rho}') &= \int_{-\infty(\theta)}^{\infty} \left\{ \int_{-\infty(F)}^{\infty} B(f, \vec{\vartheta}) \exp(j2\pi f \tau) df \right\} \exp\left(j2\pi f_0 \frac{\vec{\vartheta} \vec{\rho}'}{c}\right) d\vec{\vartheta} = \\ &= \int_{-\infty(\theta)}^{\infty} R(\tau, \vec{\vartheta}) \exp\left(j2\pi f_0 \frac{\vec{\vartheta} \vec{\rho}'}{c}\right) d\vec{\vartheta}. \end{aligned} \quad (2.54)$$

При цьому можна визначити величину $R(\tau, \vec{\vartheta}) d\vec{\vartheta}$ по змінній τ як кореляційну функцію випромінювання, яке спостерігається в інтервалі кутів $d\vec{\vartheta}$ в напрямку $\vec{\vartheta}$, а $R(\tau, \vec{\vartheta})$ – як її кутову щільність.

У випадку $\tau = 0$ маємо

$$\begin{aligned} R(0, \vec{\rho}') &= \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} B(f, \vec{\vartheta}) df \right\} \exp\left(j2\pi f_0 \frac{\vec{\vartheta} \vec{\rho}'}{c}\right) d\vec{\vartheta} = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} I(\vec{\vartheta}) \exp\left(j2\pi f_0 \frac{\vec{\vartheta} \vec{\rho}'}{c}\right) d\vec{\vartheta}, \end{aligned} \quad (2.55)$$

тобто раніше задану формулу (2.16), яка пов'язує просторовим двовимірним перетворенням Фур'є кутову щільність інтенсивності $I(\vec{g}) = R(0, \vec{g})$ (інтегральної радіояскравості $B(\vec{g})$) з просторовою кореляційною функцією $R(0, \vec{\rho}')$ сигналу $s(t, \vec{r}')$.

Застосувавши зворотне перетворення, знайдемо

$$I(\vec{g}) = (f_0/c)^2 \int_{-\infty}^{\infty} R(0, \vec{\rho}') \exp\left(-j2\pi f_0 \frac{\vec{g} \cdot \vec{\rho}'}{c}\right) d\vec{\rho}'. \quad (2.56)$$

Ці формули співпадають з (2.18), (2.19) і є сутністю теореми Ван Циттерта-Церніке у дійсній формі при виконанні умови КМН.

Одними з основних задач радіоастрономії і дистанційного зондування є формування РЯЗ випромінюючих об'єктів. При цьому під РЯЗ розуміють функції спектральних просторових координат $B(f, \vec{g})$ або інтегральних (по частоті) $I(\vec{g}) = B(\vec{g})$ яскравостей. Такі РЯЗ є енергетичними зображеннями джерел радіотеплового випромінювання, які пропорційні середнім потужностям прийнятих сигналів або їх дисперсіям, якщо розглядати ці сигнали у вигляді випадкових процесів. Результати теоретичних розрахунків з урахуванням практично наявних факторів, які впливають на якість зображень, або результати практичних вимірювань, будемо називати оцінками РЯЗ

$$\hat{B}(f, \vec{g}), \quad \hat{I}(\vec{g}) = \hat{B}(\vec{g}), \quad (2.57)$$

де циркумфлекс $\hat{}$ є знаком оцінки.

У оцінках РЯЗ як результат обробки прийнятих сигналів, необхідно враховувати обмеження на ширину смуги частот приймальних пристроїв, обмеженість розмірів апертур, АФР, наявність завад і ін.

Прийнятий сигнал з урахуванням перелічених факторів (поки що без завад) можна записати у наступному вигляді:

$$\begin{aligned}
 s(t, \vec{\mathcal{G}}_0) &= \int_{-\infty(\Theta)}^{\infty} \int_{-\infty(F)}^{\infty} \int_{-\infty(D')}^{\infty} \dot{K}(j2\pi f) \dot{I}(f, \vec{r}', \vec{\mathcal{G}}_0) \dot{A}(f, \vec{\mathcal{G}}) \times \\
 &\quad \times \exp\left\{j2\pi f \left(t + \frac{\vec{\mathcal{G}} \vec{r}'}{c}\right)\right\} d\vec{r}' df d\vec{\mathcal{G}} = \\
 &= \int_{-\infty(F)}^{\infty} \int_{-\infty(\Theta)}^{\infty} \dot{K}(j2\pi f) \dot{F}(f, \vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0) \dot{A}(f, \vec{\mathcal{G}}) \exp\{j2\pi f t\} df d\vec{\mathcal{G}},
 \end{aligned} \tag{2.58}$$

де

$$\dot{F}(f, \vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0) = \int_{-\infty(D')}^{\infty} \dot{I}(f, \vec{r}', \vec{\mathcal{G}}_0) \exp\left(j2\pi f \frac{\vec{\mathcal{G}} \vec{r}'}{c}\right) d\vec{r}'.$$

Нехай задане АФР забезпечує фокусування антенної системи на напрямок $\vec{\mathcal{G}}_0$, апертура антени обмежена областю D' і при необхідності скоректоване ваговою функцією (вікном) $O(\vec{r}')$ (наприклад, Хеммінга, Кайзера і ін.)

$$\dot{I}(f, \vec{r}', \vec{\mathcal{G}}_0) = O(\vec{r}') \exp\left(j2\pi f \frac{\vec{\mathcal{G}}_0 \vec{r}'}{c}\right), \quad \vec{r}' \in D'. \tag{2.59}$$

Тоді, очевидно, що оцінка РЯЗ $\hat{I}(\vec{\mathcal{G}}_0)$ – це дисперсія сигналу $\sigma_s^2(\vec{\mathcal{G}}_0)$, представлена як функція координат різних елементів просторово-протяжного

об'єкта чи як функція кутових координат $\vec{\vartheta}_0$ цих елементів. Дисперсію, як це прийнято у теорії випадкових процесів, будемо ототожнювати з їх середньою потужністю $P_{\text{average}}(\vec{\vartheta}_0)$, яка співпадає у прикладних задачах радіоелектроніки з середньою потужністю, яка виділяється при протіканні струму на опорі одиничної величини

$$\hat{I}(\vec{\vartheta}_0) = \sigma_s^2(\vec{\vartheta}_0) = P_{\text{average}}(\vec{\vartheta}_0) = \left\langle s^2(t, \vec{\vartheta}_0) \right\rangle, \quad (2.60)$$

$$\begin{aligned} \hat{I}(\vec{\vartheta}_0) &= \int_{-\infty(D')}^{\infty} \int_{-\infty(D')}^{\infty} \int_{-\infty(\theta)}^{\infty} \int_{-\infty(\theta)}^{\infty} \int_{-\infty(F)}^{\infty} \int_{-\infty(F)}^{\infty} \dot{K}(j2\pi f_1) \dot{K}^*(j2\pi f_2) \dot{I}(f_1, \vec{r}'_1, \vec{\vartheta}_0) \dot{I}^*(f_2, \vec{r}'_2, \vec{\vartheta}_0) \times \\ &\quad \times B(f_1, \vec{\vartheta}_1) \delta(f_1 - f_2) \delta(\vec{\vartheta}_1 - \vec{\vartheta}_2) \exp\{j2\pi(f_1 - f_2)t\} \times \\ &\quad \times \exp\left\{j2\pi\left(f_1 \frac{\vec{\vartheta}_1 \vec{r}'_1}{c} - f_2 \frac{\vec{\vartheta}_2 \vec{r}'_2}{c}\right)\right\} df_1 df_2 d\vec{\vartheta}_1 d\vec{\vartheta}_2 d\vec{r}'_1 d\vec{r}'_2 = \\ &= \int_{-\infty(D')}^{\infty} \int_{-\infty(D')}^{\infty} \int_{-\infty(\theta)}^{\infty} \int_{-\infty(\theta)}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \dot{I}(f, \vec{r}'_1, \vec{\vartheta}_0) \dot{I}^*(f, \vec{r}'_2, \vec{\vartheta}_0) \times \\ &\quad \times B(f, \vec{\vartheta}) \exp\left\{j2\pi f \frac{\vec{\vartheta}(\vec{r}'_1 - \vec{r}'_2)}{c}\right\} df d\vec{\vartheta} d\vec{r}'_1 d\vec{r}'_2 = \\ &= \int_{-\infty(F)}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \int_{-\infty(\theta)}^{\infty} |\dot{F}(f, \vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0)|^2 B(f, \vec{\vartheta}) d\vec{\vartheta} df = \\ &= \int_{-\infty(F)}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 G(f, \vec{\vartheta}_0) df. \end{aligned}$$

Тоді

$$\begin{aligned} \hat{I}(\vec{\vartheta}_0) &= \int_{-\infty(F)}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \int_{-\infty(\theta)}^{\infty} |\dot{F}(f, \vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0)|^2 B(f, \vec{\vartheta}) d\vec{\vartheta} df = \\ &= \int_{-\infty(F)}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 G(f, \vec{\vartheta}_0) df, \end{aligned} \quad (2.61)$$

де $G(f, \vec{\vartheta}_0)$ – енергетичний спектр випадкового сигналу, який відповідає елементу РЯЗ у околиці напрямку $\vec{\vartheta}_0$,

$$G(f, \vec{\vartheta}_0) = B_A(f, \vec{\vartheta}_0) = \int_{-\infty(\Theta)}^{\infty} |\dot{F}(f, \vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0)|^2 B(f, \vec{\vartheta}) d\vec{\vartheta} = \hat{B}(f, \vec{\vartheta}_0) = \hat{B}(f, \vec{\vartheta}), \quad (2.62)$$

який також є антеною спектральною яскравістю $B_A(f, \vec{\vartheta}_0)$, тобто спектральною радіояскравістю $B(f, \vec{\vartheta})$, згладженою ДС по потужності $|\dot{F}(f, \vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0)|^2$. Цю функцію, яка враховує вплив ДС, необхідно розглядати як оцінку спектральної яскравості $\hat{B}(f, \vec{\vartheta})$, а функцію $\hat{I}(\vec{\vartheta}_0)$, яка враховує вплив ДС і АЧХ $|\dot{K}(j2\pi f)|$, як оцінку інтегральної яскравості (2.16). Розрізнявальна здатність отриманих РЯЗ залежить від форми ДС і форми АЧХ.

В багатьох практичних випадках можна вважати, що енергетичний спектр $G(f, \vec{\vartheta}_0)$ – усереднений спектр СЩП – постійний у межах АЧХ $|\dot{K}(j2\pi f)|$. Тоді

$$\begin{aligned} \hat{I}(\vec{\vartheta}_0) &= \int_{-\infty(F)}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 G(f, \vec{\vartheta}_0) df = G(f_0, \vec{\vartheta}_0) 2\Delta F, \\ 2\Delta F &= \int_{-\infty(F)}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 df, \end{aligned} \quad (2.63)$$

де f_0 – центральна частота в смузі частот $2\Delta F$,

$$G(f_0, \vec{\vartheta}_0) = B_A(f_0, \vec{\vartheta}_0) = \frac{P_{average}(\vec{\vartheta}_0)}{2\Delta F}, \quad \dim G(f_0, \vec{\vartheta}_0) = \dim B_A(f_0, \vec{\vartheta}_0) = W / \text{Hz}.$$

Вважаючи постійною у межах АЧХ $|\dot{K}(j2\pi f)|$ спектральну яскравість $B(f, \vec{\vartheta}) \approx B(f_0, \vec{\vartheta})$, оцінку $\hat{I}(\vec{\vartheta}_0)$ можна також представити наступним чином

$$\begin{aligned} \hat{I}(\vec{\vartheta}_0) &\approx \int_{-\infty(F)}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \int_{-\infty(\Theta)}^{\infty} |\dot{F}(f, \vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0)|^2 B(f, \vec{\vartheta}) d\vec{\vartheta} df = \\ &= \int_{-\infty(\Theta)}^{\infty} B(f_0, \vec{\vartheta}) \int_{-\infty(F)}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 |\dot{F}(f, \vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0)|^2 df d\vec{\vartheta} = \\ &= \int_{-\infty(\Theta)}^{\infty} B(f_0, \vec{\vartheta}) \Phi(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) d\vec{\vartheta}, \end{aligned} \quad (2.64)$$

де

$$\Phi(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) = \int_{-\infty(F)}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 |\dot{F}(f, \vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0)|^2 df, \quad (2.65)$$

– ДС по потужності НШС антенної системи, яка сфокусована на усіх частотах в межах АЧХ $|\dot{K}(j2\pi f)|$ на напрямок $\vec{\vartheta}_0$.

У низці випадків ДС $|\dot{F}(f, \vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0)|^2$ будемо представляти наступним

чином:

$$\left| \dot{F}(f, \vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) \right|^2 = A_{\text{eff}}(f, \vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) = \frac{c^2}{4\pi f^2} G_y(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) = A_{\text{eff max}} G_n(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0), \quad (2.66)$$

де $A_{\text{eff}}(f, \vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0)$ – ефективна площа антени, $G_n(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0)$ – нормована (безрозмірна) ДС, $G_y(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) = G_1 G_2(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0)$ – коефіцієнт підсилення антени, $G_2(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0)$ – коефіцієнт направленої дії; G_1 – коефіцієнт корисної дії антени, $(c/f)^2 = \lambda^2$, $A_{\text{eff max}}$ – максимальне значення ефективної площі антени.

Тоді

$$\begin{aligned} B_A(f, \vec{\vartheta}_0) &= \int_{-\infty(\vartheta)}^{\infty} \left| \dot{F}(f, \vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) \right|^2 B(f, \vec{\vartheta}) d\vec{\vartheta} = \\ &= A_{\text{eff max}} \int_{-\infty(\vartheta)}^{\infty} B(f, \vec{\vartheta}) G_n(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) d\vec{\vartheta}. \end{aligned} \quad (2.67)$$

Приведемо розмірності основних фізичних величин.

Нехай спектральна радіояскравість $B(f, \vec{\vartheta})$ постійна у межах ДС в околиці напрямку $\vec{\vartheta}_0$.

Тоді

$$B_A(f, \vec{\vartheta}_0) = B(f, \vec{\vartheta}_0) A_{\text{eff max}} \Delta\Omega, \quad (2.68)$$

$$\dim B_A(f, \vec{\mathcal{G}}_0) = \dim B(f, \vec{\mathcal{G}}_0) \dim A_{\text{eff max}} \dim \Delta\Omega,$$

де

$$\dim \Delta\Omega = \dim \int_{\theta} G_n(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0) d\vec{\mathcal{G}} = sr, \quad \dim A_{\text{eff max}} = m^2. \quad (2.69)$$

Якщо яскравість $B(f, \vec{\mathcal{G}})$ постійна і в межах ДС і в межах $|\dot{K}(j2\pi f)|^2$,

то

$$B(f_0, \vec{\mathcal{G}}_0) = \frac{B_A(f_0, \vec{\mathcal{G}}_0)}{\Delta\Omega A_{\text{eff max}}} = \frac{P_{\text{average}}(\vec{\mathcal{G}}_0)}{2\Delta F \Delta\Omega A_{\text{eff max}}} \left[\frac{W}{\text{Hz} \cdot sr \cdot m^2} \right]. \quad (2.70)$$

Ця розмірність спектральної яскравості відповідає загально прийнятій по визначенню. Необхідно підкреслити, що важливим введенням визначенням є ДС НШС антенної системи (2.65), яку наближено можна розрахувати згідно формули

$$\Phi(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0) \approx \sum_{i=1}^N |\dot{K}(j2\pi f_i)|^2 |\dot{F}(f_i, \vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0)|^2. \quad (2.71)$$

Наступною характеристикою НШС антенних систем є спектральна цільність просторової автокореляційної функції (СЩПАФ) АФР

$$\dot{R}_{APD}(f, \vec{\rho}', \vec{\mathfrak{g}}_0) = \int_{-\infty(D')}^{\infty} \dot{I}(f, \vec{r}', \vec{\mathfrak{g}}_0) \dot{I}^*(f, \vec{r}' - \vec{\rho}', \vec{\mathfrak{g}}_0) d\vec{r}'. \quad (2.72)$$

По аналогії з визначенням просторової функції чутливості, яке використовують переважно для опису вузькосмугових систем у радіоастрономії, цю функцію, як функцію частоти f , можна назвати спектральною щільністю просторової функції чутливості (СЩПФЧ) АФР.

Запишемо ДС по потужності $\left| \dot{F}(f, \vec{\mathfrak{g}} - \vec{\mathfrak{g}}_0) \right|^2$ у вигляді

$$\begin{aligned} \left| \dot{F}(f, \vec{\mathfrak{g}} - \vec{\mathfrak{g}}_0) \right|^2 &= \left| \int_{-\infty(D')}^{\infty} \dot{I}(f, \vec{r}', \vec{\mathfrak{g}}_0) \exp\left[j2\pi f \vec{\mathfrak{g}} \frac{\vec{r}'}{c} \right] d\vec{r}' \right|^2 = \\ &= \int_{-\infty(D')} \int_{-\infty(D')} \dot{I}(f, \vec{r}'_1, \vec{\mathfrak{g}}_0) \dot{I}^*(f, \vec{r}'_2, \vec{\mathfrak{g}}_0) \exp\left(j2\pi f \vec{\mathfrak{g}} \frac{\vec{\rho}'}{c} \right) d\vec{r}'_1 d\vec{r}'_2 = |\vec{\rho}' = \vec{r}'_1 - \vec{r}'_2| = (2.73) \\ &= \int_{D'(\vec{\rho}', -\infty)}^{\infty} \dot{R}_{APD}(f, \vec{\rho}', \vec{\mathfrak{g}}_0) \exp\left(j2\pi f \vec{\mathfrak{g}} \frac{\vec{\rho}'}{c} \right) d\vec{\rho}' = F_{2D, \vec{\rho}'}^{-1} \left\{ \dot{R}_{APD}(f, \vec{\rho}', \vec{\mathfrak{g}}_0) \right\}, \end{aligned}$$

де $F_{2D, \vec{\rho}'}^{-1} \{ \cdot \}$ – оператор двовимірного перетворення Фур'є.

Справедливе і зворотне перетворення

$$\begin{aligned} \dot{R}_{APD}(f, \vec{\rho}', \vec{\mathfrak{g}}_0) &= \int_{-\infty(\Theta)}^{\infty} \left(\frac{f}{c} \right)^2 \left| \dot{F}(f, \vec{\mathfrak{g}} - \vec{\mathfrak{g}}_0) \right|^2 \exp\left\{ -j2\pi f \vec{\mathfrak{g}} \frac{\vec{\rho}'}{c} \right\} d\vec{\mathfrak{g}} = \\ &= \left(\frac{f}{c} \right)^2 F_{2D, \vec{\mathfrak{g}}} \left\{ \left| \dot{F}(f, \vec{\mathfrak{g}} - \vec{\mathfrak{g}}_0) \right|^2 \right\}. \end{aligned} \quad (2.74)$$

Таким чином СЦПАФ (СЦПФЧ) АФР на кожній частоті f часового спектру НШС сигналу є просторовим спектром ДС антенної системи по потужності. Застосуємо до СЦПАФ АФР зворотнє перетворення Фур'є по часовим частотам

$$\begin{aligned} F_f^{-1} \left\{ \dot{R}_{APD} \left(f, \vec{\rho}', \vec{\vartheta}_0 \right) \right\} &= \int_{-\infty(F)}^{\infty} \dot{R}_{APD} \left(f, \Delta \vec{r}', \vec{\vartheta}_1 \right) \exp(j2\pi ft) df = \\ &= F_f^{-1} \left\{ \int_{-\infty(D')}^{\infty} \dot{i} \left(f, \vec{r}', \vec{\vartheta}_0 \right) \dot{i}^* \left(f, \vec{r}' - \vec{\rho}', \vec{\vartheta}_0 \right) d\vec{r}' \right\}. \end{aligned}$$

Враховуючи (2.47) для ПЧІХА, знайдемо

$$\begin{aligned} F_f^{-1} \left\{ \dot{i} \left(f, \vec{r}', \vec{\vartheta}_0 \right) \dot{i}^* \left(f, \vec{r}' - \vec{\rho}', \vec{\vartheta}_0 \right) \right\} &= h_A \left(t, \vec{r}', \vec{\vartheta}_0 \right) \otimes h_A \left(-t, \vec{r}' - \vec{\rho}', \vec{\vartheta}_0 \right) = \\ &= \int_{-\infty(T)}^{\infty} h_A \left(t, \vec{r}', \vec{\vartheta}_0 \right) h_A \left(t - \tau, \vec{r}' - \vec{\rho}', \vec{\vartheta}_0 \right) dt = R_{h_A} \left(\tau, \vec{r}', \vec{\rho}', \vec{\vartheta}_0 \right), \end{aligned} \quad (2.75)$$

де $R_{h_A} \left(\tau, \vec{r}', \vec{\rho}', \vec{\vartheta}_0 \right)$ – автокореляційна функція ПЧІХА.

Тоді

$$F_f^{-1} \left\{ \dot{R}_{APD} \left(f, \vec{\rho}', \vec{\vartheta}_0 \right) \right\} = \int_{-\infty(D')}^{\infty} R_{h_A} \left(\tau, \vec{r}', \vec{\rho}', \vec{\vartheta}_0 \right) d\vec{r}' = R_{APD} \left(\tau, \vec{\rho}', \vec{\vartheta}_0 \right). \quad (2.76)$$

Тут на відміну від СЩПАФ (СЩПФЧ) АФР $\dot{R}_{APD}(f, \vec{\rho}', \vec{\mathcal{G}}_0)$ функцію $R_{APD}(\tau, \vec{\rho}', \vec{\mathcal{G}}_0)$ назвемо функцією просторово-часової чутливості (ФПЧЧ) антенної системи.

Справедливе і зворотне рішення

$$\begin{aligned} F_t \left\{ R_{APD}(\tau, \vec{\rho}', \vec{\mathcal{G}}_0) \right\} &= \\ = \int_{-\infty(T)}^{\infty} R_{APD}(\tau, \vec{\rho}', \vec{\mathcal{G}}_0) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau &= \dot{R}_{APD}(f, \vec{\rho}', \vec{\mathcal{G}}_0). \end{aligned} \quad (2.77)$$

Функції $\left| \dot{F}(f, \vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0) \right|^2$ і $R_{APD}(\tau, \vec{\rho}', \vec{\mathcal{G}}_0)$ пов'язані парюю V_F перетворень

$$\begin{aligned} V_F \left\{ R_{APD}(\tau, \vec{\rho}', \vec{\mathcal{G}}_0) \right\} &= \\ \int_{-\infty(D', \vec{\rho}')}^{\infty} \int_{(-\infty)T}^{\infty} \left\{ \int_{-\infty(F)}^{\infty} \dot{R}_{APD}(f_1, \vec{\rho}', \vec{\mathcal{G}}_1) \exp(j2\pi f_1\tau) df_1 \right\} \times \\ \times \exp \left[-j2\pi f \left(\tau + \frac{\vec{\mathcal{G}} \Delta \vec{r}'}{c} \right) \right] d\tau d\vec{\rho}' &= \\ = \int_{-\infty(D', \vec{\rho}')}^{\infty} \int_{(-\infty)T}^{\infty} \left\{ \int_{-\infty(F)}^{\infty} \left[\int_{-\infty(D', \vec{r}'_1)}^{\infty} i(f_1, \vec{r}'_1, \vec{\mathcal{G}}_0) i^*(f_1, \vec{r}'_1 - \vec{\rho}', \vec{\mathcal{G}}_0) d\vec{r}'_1 \right] \exp(j2\pi f_1\tau) df_1 \right\} \times \\ \times \exp \left[-j2\pi f \left(\tau + \frac{\vec{\mathcal{G}} \vec{\rho}'}{c} \right) \right] d\tau d\vec{\rho}' &= \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \int_{-\infty(F)}^{\infty} \int_{-\infty(D', \vec{\rho}')}^{\infty} \int_{-\infty(D')}^{\infty} i(f_l, \vec{r}'_l, \vec{\mathfrak{G}}_l) i^*(f_l, \vec{r}'_l - \vec{\rho}', \vec{\mathfrak{G}}_l) \exp\left(-j2\pi f \frac{\vec{\mathfrak{G}} \cdot \vec{\rho}'}{c}\right) d\vec{r}'_l d\vec{\rho}' \times \\
&\quad \times \int_{(-\infty)T}^{\infty} \exp[j2\pi(f_l - f)\tau] d\tau df = \left| \dot{F}(f, -\vec{\mathfrak{G}} - \vec{\mathfrak{G}}_l) \right|^2.
\end{aligned}$$

Таким чином,

$$\begin{aligned}
\left| \dot{F}(f, -\vec{\mathfrak{G}} - \vec{\mathfrak{G}}_0) \right|^2 &= V_F \left\{ R_{APD}(\tau, \vec{\rho}', \vec{\mathfrak{G}}_0) \right\}, \\
R_{APD}(\tau, -\vec{\rho}', \vec{\mathfrak{G}}_0) &= V_F^{-1} \left\{ \left(\frac{f}{c} \right)^2 \left| \dot{F}(f, \vec{\mathfrak{G}} - \vec{\mathfrak{G}}_0) \right|^2 \right\}.
\end{aligned} \tag{2.78}$$

Перетворення (2.78) пов'язують дзеркальні образи відповідних функцій при значеннях змінних $-\vec{\rho}'$ і $-\vec{\mathfrak{G}}$.

Узагальнюючи отримане раніше

$$\begin{aligned}
\left| \dot{F}(f, \vec{\mathfrak{G}} - \vec{\mathfrak{G}}_0) \right|^2 &= F_{2D, \vec{\rho}'}^{-1} \left\{ \dot{R}_{APD}(f, \vec{\rho}', \vec{\mathfrak{G}}_0) \right\}, \\
\dot{R}_{APD}(f, \vec{\rho}', \vec{\mathfrak{G}}_0) &= \left(\frac{f}{c} \right)^2 F_{2D, \vec{\mathfrak{G}}} \left\{ \left| \dot{F}(f, \vec{\mathfrak{G}} - \vec{\mathfrak{G}}_0) \right|^2 \right\},
\end{aligned} \tag{2.79}$$

$$\begin{aligned}
F \left\{ R_{APD}(\tau, \vec{\rho}', \vec{\mathfrak{G}}_0) \right\} &= \dot{R}_{APD}(f, \vec{\rho}', \vec{\mathfrak{G}}_0), \\
F^{-1} \left\{ \dot{R}_{APD}(f, \vec{\rho}', \vec{\mathfrak{G}}_0) \right\} &= R_{APD}(\tau, \vec{\rho}', \vec{\mathfrak{G}}_0),
\end{aligned} \tag{2.80}$$

де $F\{\cdot\}$, $F^{-1}\{\cdot\}$ – оператори одновимірних прямого та зворотного перетворень Фур'є, а $F_{2D,\vec{g}}\{\cdot\}$, $F_{2D,\vec{p}'}^{-1}\{\cdot\}$ – оператори двовимірних прямого і зворотного перетворень Фур'є.

У багатьох випадках, наприклад, як у задачах радіоастрономії, доцільно оцінки РЯЗ $\hat{I}(\vec{g}_0)$ виражати не у математичних термінах вигляду (2.61)–(2.62), пов'язаних з використанням ДС по потужності $|\dot{F}(f, \vec{g} - \vec{g}_l)|^2$ і спектральних і інтегральних яскравостей, а з використанням визначень СЩПАФ (СЩПФЧ) АФР $\dot{R}_{APD}(f, \vec{p}', \vec{g}_0)$, ФПЧЧ $R_{APD}(\tau, \vec{p}', \vec{g}_0)$, СЩП КФПК $\dot{R}_B(f, \vec{p}')$ і ін.

Підставляючи у вираз (2.61) для оцінки формулу (2.73) (чи (2.79)), яка пов'язує $|\dot{F}(f, \vec{g} - \vec{g}_0)|^2$ з $\dot{R}_{APD}(f, \vec{p}', \vec{g}_0)$, знайдемо

$$\begin{aligned}
\hat{I}(\vec{g}_0) &= \int_{-\infty(F)}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \int_{-\infty(\Theta)}^{\infty} |\dot{F}(f, \vec{g} - \vec{g}_0)|^2 B(f, \vec{g}) d\vec{g} df = \\
&= \int_{-\infty(F)}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \int_{-\infty(\Theta)}^{\infty} \int_{-\infty(\vec{p}', D')}^{\infty} \dot{R}_{APD}(f, \vec{p}', \vec{g}_0) \exp\left[j2\pi f \vec{g} \frac{\vec{p}'}{c}\right] d\vec{p}' \times \\
&\quad \times B(f, \vec{g}) d\vec{g} df = \\
&= \int_{-\infty(F)}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \int_{-\infty(\vec{p}', D')}^{\infty} \dot{R}_{APD}(f, \vec{p}', \vec{g}_0) \int_{-\infty(\Theta)}^{\infty} B(f, \vec{g}) \exp\left[j2\pi f \vec{g} \frac{\vec{p}'}{c}\right] \times \\
&\quad \times d\vec{g} d\vec{p}' df = \\
&= \int_{-\infty(\vec{p}', D')}^{\infty} \int_{-\infty(F)}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \dot{R}_{APD}(f, \vec{p}', \vec{g}_0) \dot{R}_B(f, \vec{p}') df d\vec{p}'
\end{aligned} \tag{2.81}$$

де

$$\dot{R}_B(f, \vec{p}') = F_{2D,\vec{g}}^{-1}\{B(f, \vec{g})\} = F\{R(\tau, \vec{p}')\}$$

– спектральна щільність КФПК (2.53).

Підставляючи у вираз (2.61) для оцінки $\hat{I}(\vec{\vartheta}_0)$ формули (2.73), (2.7) (пов'язують $B(\vec{\vartheta}, f)$ з $R(\vec{\rho}', \tau)$), отримаємо РЯЗ у вигляді

$$\begin{aligned}
\hat{I}(\vec{\vartheta}_0) &= \int_{-\infty(F)}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \int_{-\infty(\Theta)}^{\infty} |\dot{F}(f, \vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0)|^2 B(f, \vec{\vartheta}) d\vec{\vartheta} df = \\
&= \int_{-\infty(\Theta)}^{\infty} \int_{-\infty(F)}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \int_{-\infty(\vec{\rho}', D')}^{\infty} \dot{R}_{APD}(f, \vec{\rho}', \vec{\vartheta}_0) \exp\left[j2\pi f \vec{\vartheta} \frac{\vec{\rho}'_l}{c}\right] d\vec{\rho}'_l \times \\
&\quad \times \left(\frac{f}{c}\right)^2 \int_{-\infty(\vec{\rho}', D')}^{\infty} \int_{-\infty(T)}^{\infty} R(\tau, \vec{\rho}') \exp\left\{-j2\pi f \left(\tau + \frac{\vec{\vartheta} \vec{\rho}'_l}{c}\right)\right\} d\tau d\vec{\rho}' df d\vec{\vartheta} = \\
&= \int_{-\infty(\vec{\rho}', D')}^{\infty} \int_{-\infty(F)}^{\infty} \int_{-\infty(T)}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \dot{R}_{APD}(f, \vec{\rho}', \vec{\vartheta}_l) R(\tau, \vec{\rho}') \exp(-j2\pi f \tau) df d\tau d\vec{\rho}' = \\
&\quad = \int_{-\infty(\vec{\rho}', D')}^{\infty} \int_{(-\infty)T}^{\infty} R(\tau, \vec{\rho}') \times \\
&\quad \times \int_{-\infty(F)}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \dot{R}_{APD}(f, \vec{\rho}', \vec{\vartheta}_l) \exp(-j2\pi f \tau) df d\tau d\vec{\rho}' = \\
&\quad = \int_{D'} \int_{(-\infty)T}^{\infty} R(\tau, \vec{\rho}') \times H(-\tau) \otimes R_{APD}(-\tau, \vec{\rho}', \vec{\vartheta}_0) d\tau d\vec{\rho}',
\end{aligned} \tag{2.82}$$

де

$$H(\tau) \otimes R_{APD}(\tau, \vec{\rho}', \vec{\vartheta}_0) = \int_{(-\infty)T}^{\infty} H(t) R_{APD}(\tau - t, \vec{\rho}', \vec{\vartheta}_0) dt$$

– згортка функцій $H(\tau)$ і $R_{APD}(\tau, \vec{\rho}', \vec{\vartheta}_0)$;

$$H(\tau) = F^{-1} \left\{ \left| \dot{K}(j2\pi f) \right|^2 \right\} = \int_{-\infty}^{\infty} h(t)h(t-\tau) d\tau$$

– автокореляційна функція імпульсної характеристики $h(t) = F^{-1} \{ \dot{K}(j2\pi f) \}$.

Незважаючи на те, що у кінцевих виразах для РЯЗ мають місце залежності від напрямку $\vec{\mathcal{G}}_0$, які передбачають на нього фокусування, ці вирази справедливі і у загальному випадку для довільних АФР без уточнення цієї залежності. Замітимо також, що різні структури виразів для $\hat{I}(\vec{\mathcal{G}}_0)$ відображають і різні можливі алгоритми формування РЯЗ протяжних об'єктів.

Розглянемо вирази для РЯЗ, конкретизуючи форму АФР антенних систем, які забезпечуються їх фокусування на напрямок $\vec{\mathcal{G}}_0$. Спочатку розглянемо АФР вида (2.39). З таким АФР кожен елемент апертури антени має коефіцієнт передачі $\exp(-j2\pi f \vec{\mathcal{G}}_0 \vec{r}' c^{-1})$, який є коефіцієнтом передачі лінії затримки сигналу на час $\vec{\mathcal{G}}_0 \vec{r}' c^{-1}$. При цьому вирівнюються затримки сигналу по фронту його падіння з напрямку $\vec{\mathcal{G}}_0$, що забезпечує для цього напрямку синфазне складання, тобто фокусування.

Тоді СЩПАФ АФР

$$\begin{aligned} \dot{R}_{APD}(f, \vec{\rho}', \vec{\mathcal{G}}_0) &= \int_{-\infty(D')}^{\infty} \dot{I}(f, \vec{r}', \vec{\mathcal{G}}_0) \dot{I}^*(f, \vec{r}' - \vec{\rho}', \vec{\mathcal{G}}_0) d\vec{r}' = \\ &= \int_{-\infty(D')}^{\infty} \dot{I}_b(f, \vec{r}') \exp\left(-j2\pi f \frac{\vec{\mathcal{G}}_0 \vec{r}'}{c}\right) \dot{I}_b^*(f, \vec{r}' - \vec{\rho}') \exp\left(j2\pi f \frac{\vec{\mathcal{G}}_0 (\vec{r}' - \vec{\rho}')}{c}\right) d\vec{r}' = (2.83) \\ &= \int_{-\infty(D')}^{\infty} \dot{I}_b(f, \vec{r}') \dot{I}_b^*(f, \vec{r}' - \vec{\rho}') \exp\left(-j2\pi f \frac{\vec{\mathcal{G}}_0 \vec{\rho}'}{c}\right) d\vec{r}'. \end{aligned}$$

Вираз для оцінки РЯЗ прийме наступний вигляд

$$\begin{aligned}
 \hat{I}(\vec{g}_0) &= \int_{-\infty(\vec{\rho}', D')}^{\infty} \int_{-\infty(F)}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \dot{R}_{APD}(f, \vec{\rho}', \vec{g}_0) \dot{R}_B(f, \vec{\rho}') df d\vec{\rho}' = \\
 &= \int_{-\infty(\vec{\rho}', D')}^{\infty} \int_{-\infty(F)}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \times \\
 &\times \left\{ \int_{-\infty(D')}^{\infty} \dot{I}_b(f, \vec{r}') \dot{I}_b^*(f, \vec{r}' - \vec{\rho}') \exp\left(-j2\pi f \frac{\vec{g}_0 \vec{\rho}'}{c}\right) d\vec{r}' \right\} \dot{R}_B(f, \vec{\rho}') df d\vec{\rho}' = \\
 &= \int_{-\infty(F)}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \int_{-\infty(\vec{\rho}', D')}^{\infty} \left\{ \int_{-\infty(D')}^{\infty} \dot{I}_b(f, \vec{r}') \dot{I}_b^*(f, \vec{r}' - \vec{\rho}') d\vec{r}' \right\} \dot{R}_B(f, \vec{\rho}') \times \\
 &\quad \times \exp\left(-j2\pi f \frac{\vec{g}_0 \vec{\rho}'}{c}\right) d\vec{\rho}' df = \tag{2.84} \\
 &= \int_{-\infty(F)}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \int_{-\infty(\vec{\rho}', D')}^{\infty} \dot{R}_{b(APD)}(f, \vec{\rho}') \dot{R}_B(f, \vec{\rho}') \exp\left(-j2\pi f \frac{\vec{g}_0 \vec{\rho}'}{c}\right) d\vec{\rho}' df
 \end{aligned}$$

де

$$\dot{R}_{b(APD)}(f, \vec{\rho}') = \int_{-\infty(D')}^{\infty} \dot{I}_b(f, \vec{r}') \dot{I}_b^*(f, \vec{r}' - \vec{\rho}') d\vec{r}'$$

– СЩПАФ (СЩПФЧ) базового АФР.

Доцільно для порівняння записати отримані вище вирази для РЯЗ

$$\begin{aligned}
\hat{I}(\vec{\vartheta}_0) &= \int_{-\infty(F)}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \int_{-\infty(\Theta)}^{\infty} \left| \dot{F}(f, \vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) \right|^2 B(f, \vec{\vartheta}) d\vec{\vartheta} df = \\
&= \int_{-\infty(\vec{\rho}', D')}^{\infty} \int_{-\infty(F)}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \dot{R}_{APD}(f, \vec{\rho}', \vec{\vartheta}_0) \dot{R}_B(f, \vec{\rho}') df d\vec{\rho}' = \\
&= \int_{-\infty(F)}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \int_{-\infty(\Delta\vec{r}', D')}^{\infty} \dot{R}_{b(APD)}(f, \vec{\rho}') \dot{R}_B(f, \vec{\rho}') \exp\left(-j2\pi f \frac{\vec{\vartheta}_0 \vec{\rho}'}{c}\right) d\vec{\rho}' df.
\end{aligned} \tag{2.85}$$

Перший вираз використовує відомі у радіолокації визначення спектральної яскравості $B(f, \vec{\vartheta})$ джерела і ДС $\left| \dot{F}(f, \vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) \right|^2$ антенної системи. Другий використовує визначення близькі до тих, які часто використовують радіоастрономи, але без конкретизації виду АФР. Це СЩП КФПК $\dot{R}_B(f, \vec{\rho}')$ і СЩПАФ АФР $\dot{R}_{APD}(f, \vec{\rho}', \vec{\vartheta}_0)$. Третій також використовує визначення, які часто застосовуються у радіоастрономії, але з конкретизацією простої форми АФР, заданої формулою (2.39). Незважаючи на простий вигляд АФР, у алгоритмічному відношенні цей вираз вказує на основні алгоритмічні операції, які необхідні для формування РЯЗ в НШС РМК.

Сутність цього алгоритму полягає у наступному. Для формування РЯЗ у вигляді оцінок $\hat{I}(\vec{\vartheta}_0)$ для всіх значень $\vec{\vartheta}_0$, які охоплюють сектор, що займає джерело випромінювання, використовуючи ідеологію, прийняту у радіоастрономії, необхідно спочатку перемножити СЩПАФ базової АФР $\dot{R}_{b(APD)}(f, \vec{\rho}')$ з СЩП КФПК $\dot{R}_B(f, \vec{\rho}')$ випромінювання, яке реєструється у площині розкриття антенної систем на кожній окремій частоті, а потім застосувати просторове перетворення Фур'є і інтегрування (додавання) НШС сигналу у заданій смузі частот. При виконанні умови КМН (ПЧВ) остання операція відсутня.

Значна увага при проектуванні РМК приділяється саме до формування РЯЗ у антенних системах з АФР, яке можна задати формулою (2.40). Тоді СЦПАФ

$$\begin{aligned} \dot{R}_{APD}(f, \vec{\rho}', \vec{\mathcal{G}}_l) &= \int_{-\infty(D')}^{\infty} \dot{I}(f, \vec{r}') \dot{I}^*(f, \vec{r}' - \vec{\rho}') d\vec{r}' = \\ &= \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^N \exp\left(j2\pi f \frac{\vec{\mathcal{G}}_0(\vec{r}'_k - \vec{r}'_i)}{c}\right) \dot{R}_{bik(APD)}[f, \vec{\rho}' - (\vec{r}'_i - \vec{r}'_k)]. \end{aligned} \quad (2.86)$$

де

$$\dot{R}_{bik(APD)}[f, \vec{\rho}' - (\vec{r}'_i - \vec{r}'_k)] = \int_{-\infty(D')}^{\infty} \dot{I}_{bi}(f, \vec{r}' - \vec{r}'_i) \dot{I}_{bk}^*(f, \vec{r}' - \vec{\rho}' - \vec{r}'_k) d\vec{r}', \quad (2.87)$$

– спектральні цільності просторових взаємних кореляційних функцій (СЦПВКФ) базових АФР елементарних антен у складі антенної решітки.

У цьому випадку РЯЗ матиме вигляд

$$\begin{aligned} \hat{I}(\vec{\mathcal{G}}_0) &= \int_{-\infty(\vec{\rho}', D')}^{\infty} \int_{-\infty(F)}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \dot{R}_{APD}(f, \vec{\rho}', \vec{\mathcal{G}}_0) \dot{R}_B(f, \vec{\rho}') df d\vec{\rho}' = \\ &= \int_{-\infty(F)}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \int_{-\infty(\vec{\rho}', D')}^{\infty} \left\{ \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^N \exp\left[j2\pi f \frac{\vec{\mathcal{G}}_0(\vec{r}'_k - \vec{r}'_i)}{c}\right] \dot{R}_{bik(APD)}[f, \vec{\rho}' - (\vec{r}'_i - \vec{r}'_k)] \right\} \times \\ &\quad \times \dot{R}_B(f, \vec{\rho}') d\vec{\rho}' df = \end{aligned} \quad (2.88)$$

$$\begin{aligned}
&= \int_{-\infty(F)}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^N \exp\left[j2\pi f \frac{\vec{\mathcal{G}}_0(\vec{r}'_k - \vec{r}'_i)}{c} \right] \times \\
&\times \int_{-\infty(\Delta\vec{r}', D')}^{\infty} \dot{R}_{bik(APD)}[f, \vec{\rho}' - (\vec{r}'_i - \vec{r}'_k)] \dot{R}_B(f, \vec{\rho}') d\vec{\rho}' df = \\
&= \int_{-\infty(F)}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^N \dot{R}_{ik}(f, \vec{r}'_i - \vec{r}'_k) \exp\left[j2\pi f \frac{\vec{\mathcal{G}}_0(\vec{r}'_k - \vec{r}'_i)}{c} \right] df,
\end{aligned} \tag{2.89}$$

де

$$\dot{R}_{ik}(f, \vec{r}'_i - \vec{r}'_k) = \int_{-\infty(\vec{\rho}', D')}^{\infty} \dot{R}_{bik(APD)}[f, \vec{\rho}' - (\vec{r}'_i - \vec{r}'_k)] \dot{R}_B(f, \vec{\rho}') d\vec{\rho}'. \tag{2.90}$$

Підставимо (2.87)

$$\begin{aligned}
\dot{R}_{ik}(f, \vec{r}'_i - \vec{r}'_k) &= \int_{-\infty(\vec{\rho}', D')}^{\infty} \int_{-\infty(D')}^{\infty} \dot{I}_{bi}(f, \vec{r}'_i - \vec{r}'_i) \dot{I}_{bk}^*(f, \vec{r}'_i - \vec{\rho}' - \vec{r}'_k) \times \\
&\times \int_{-\infty(\Theta)}^{\infty} B(f, \vec{\mathcal{G}}) \exp\left(j2\pi f \frac{\vec{\mathcal{G}} \cdot \vec{\rho}'}{c} \right) d\vec{\mathcal{G}} d\vec{r}'_1 d\vec{r}'_2 = \\
&= \left. \begin{aligned} &= \int_{-\infty(D')}^{\infty} \int_{-\infty(D')}^{\infty} \dot{I}_{bi}(f, \vec{r}'_1 - \vec{r}'_i) \dot{I}_{bk}^*(f, \vec{r}'_2 - \vec{r}'_k) \times \\ &\times \int_{-\infty(\Theta)}^{\infty} B(f, \vec{\mathcal{G}}) \exp\left(j2\pi f \frac{\vec{\mathcal{G}} \cdot (\vec{r}'_1 - \vec{r}'_2)}{c} \right) d\vec{\mathcal{G}} d\vec{r}'_1 d\vec{r}'_2 = \end{aligned} \right| = \\
&= \int_{-\infty(\Theta)}^{\infty} \dot{F}_{bi}(f, \vec{\mathcal{G}}) \dot{F}_{bk}^*(f, \vec{\mathcal{G}}) B(f, \vec{\mathcal{G}}) \exp\left[-j2\pi f \vec{\mathcal{G}} \cdot \frac{(\vec{r}'_k - \vec{r}'_i)}{c} \right] d\vec{\mathcal{G}}.
\end{aligned} \tag{2.91}$$

У цьому виразі використаний зв'язок ДС елементарних антен у антенній решітці з їх АФР перетвореннями Фур'є (див. (2.30) чи (2.42)), тобто

$$\begin{aligned} \int_{-\infty(D')}^{\infty} \dot{I}_{bi}(f, \vec{r}' - \vec{r}_i) \exp\left[j2\pi f \vec{\mathcal{G}} \frac{\vec{r}'}{c}\right] d\vec{r}' = \left| \vec{r}' - \vec{r}_i = \vec{\rho}', \quad \vec{r}' = \vec{r}_i + \vec{\rho}' \right| = \\ = \dot{F}_{bi}(f, \vec{\mathcal{G}}) \exp\left(j2\pi f \vec{\mathcal{G}} \frac{\vec{r}_i}{c}\right). \end{aligned} \quad (2.92)$$

Тут $\dot{F}_{bi}(f, \vec{\mathcal{G}})$ – ДС окремої елементарної i -ї антени у складі антенної решітки.

Тоді вираз для РЯЗ $\hat{I}(\vec{\mathcal{G}}_0)$ можна представити наступним чином:

$$\begin{aligned} \hat{I}(\vec{\mathcal{G}}_0) = \\ = \int_{-\infty(F)}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^N \left\{ \int_{-\infty(\Theta)}^{\infty} \dot{F}_{bi}(f, \vec{\mathcal{G}}) \dot{F}_{bk}^*(f, \vec{\mathcal{G}}) B(f, \vec{\mathcal{G}}) \exp\left(-j2\pi f \vec{\mathcal{G}} \frac{(\vec{r}'_k - \vec{r}'_i)}{c}\right) d\vec{\mathcal{G}} \right\} \times \\ \times \exp\left(j2\pi f \frac{\vec{\mathcal{G}}_0 (\vec{r}'_k - \vec{r}'_i)}{c}\right) df, \end{aligned} \quad (2.93)$$

або

$$\begin{aligned} \hat{I}(\vec{\mathcal{G}}_0) = \\ = \int_{-\infty(F)}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^N \left\{ \int_{-\infty(\Delta\vec{r}', D')}^{\infty} \dot{R}_{bik(APD)}[f, \vec{\rho}' - (\vec{r}_i - \vec{r}_k)] \dot{R}_B(f, \vec{\rho}') d\vec{\rho}' \right\} \times \\ \times \exp\left[j2\pi f \frac{\vec{\mathcal{G}}_0 (\vec{r}'_k - \vec{r}'_i)}{c}\right] df. \end{aligned} \quad (2.94)$$

Перший вираз більше відповідає фізичній сутності відповідає оцінці РЯЗ. Другий – можливість його алгоритмічної реалізації. Основною частиною алгоритму формування РЯЗ є реєстрація поля $s(t, \vec{r}')$ модель якого задана виразом (2.2), формування оцінки кореляційної функції $\hat{R}(\tau, \vec{\rho}')$, модель якої задана виразом (2.8), пошук оцінки $\hat{R}_B(f, \vec{\rho}')$ з урахуванням (2.53). Ці оцінки можуть бути отримані як евристично, так і шляхом рішення оптимізаційних задач обробки сигналів. Після цього відповідно до (2.90) необхідно сформувати $\hat{R}_{ik}(f, \vec{r}_i - \vec{r}_k)$, застосувати до них двовимірне дискретне перетворення Фур'є

$$\sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^N \hat{R}_{ik}(f, \vec{\rho}'_{ik}) \exp\left(j2\pi f \frac{\vec{g}_0 \vec{\rho}'_{ik}}{c}\right), \quad \vec{\rho}'_{ik} = \vec{r}'_k - \vec{r}'_i, \quad (2.95)$$

а потім інтегрувати отриманий НШС сигнал по усім частотам у заданому діапазоні, який визначається АЧХ $|K(j2\pi f)|$. Практично це можна здійснити розбиттям діапазону випромінювання на піддіапазони з наступним складанням результатів дискретного перетворення Фур'є. Можливі і інші алгоритмічні процедури, наприклад, на основі представлення оцінок РЯЗ згідно (2.82).

Висновки до розділу

1. Показано, що найбільш зручним математичним апаратом аналізу НШС сигналів (ХП) у дальній зоні Фраунгофера і ближній зоні Френеля є апарат V_F, V_F^{-1} і $V_{\phi 1}, V_{\phi 1}^{-1}$ перетворень. Ці перетворення характеризуються властивостями багатовимірних перетворень Фур'є і Френеля, але не є такими у традиційній формі їх описання, так як у них нероздільні як множники часові і просторові частоти.

На відміну від традиційних багатовимірних перетворень Фур'є та Френеля ці перетворення не потребують виконання умов КМН (ПЧВС) і дозволяють аналізувати просторово-часові сигнали з довільним показником широкосмуговості.

Наведені теореми, які дозволяють аналізувати спектрально-кореляційні характеристики ХП як просторово-часових випадкових процесів. Розглянуті теореми щодо зв'язку V_F і $V_{\phi l}$ перетворень функцій когерентності полів зі спектральними яскравостями випромінювання, які узагальнюють теорему Ван Циттерта-Церніке на випадки аналізу НШС полів.

2. Дано фізико-алгоритмічний опис математичних V_F перетворень з точки зору їх практичного використання як алгоритмів обробки НШС полів. Окремо розглянуті основні принципи часової і просторової фільтрації поля на нескінченних і обмежених інтервалах часу і простору, а також відмічені фактори, які впливають на розрізнявальну здатність відновлення СКЦКА НШС просторово-часових сигналів.

3. Наведено приклади математичного опису різних видів АФР і введено визначення просторово-часової імпульсної характеристики апертури НШС антенної системи і її зв'язку з ДС і АФР.

4. Стосовно обробки випадкових НШС ПВ процесів введено визначення СЦП КФПК $\dot{R}_B(f, \vec{\rho}')$ поля і її зв'язок зі спектральною яскравістю випромінювання $B(\vec{\vartheta}, f)$ протяжного джерела і просторово-часовою кореляційною функцією поля $R(\vec{\rho}', \tau)$ в області його реєстрації антенною системою. Для НШС антенних систем введено визначення СЦПАФ АФР $\dot{R}_{APD}(f, \vec{\rho}', \vec{\vartheta}_0)$ і показано, що вона є просторовим спектром ДС антенної системи по потужності, яка залежить від часової частоти. На основі цих визначень дано визначення ФПЧЧ антенної системи $R_{APD}(\tau, \vec{\rho}', \vec{\vartheta}_0)$ і її зв'язку з СЦПАФ АФР і ДС. Дано математичне

визначення і опис РЯЗ джерела НШС випромінювання, як з допомогою традиційних визначень спектральної радіояскравості випромінювання і ДС антенної системи, так і з урахуванням введених визначень СЦП КФПК, СЦПАФ АФР, ФПЧЧ і ін. Останні дозволяють дати алгоритмічну трактовку оцінок РЯЗ і визначити основні алгоритмічні операції, які необхідно виконати над прийнятим полем, щоб зформувати НШС РЯЗ об'єкта. Таке алгоритмічне представлення дано для РЯЗ, яке формується у антенних решітках з різними АФР. У загальному випадку алгоритм формування РЯЗ НШС джерела випромінювання зводиться до множення СЦПАФ базової АФР $\dot{R}_{b(APD)}(f, \vec{\rho}')$ зі СЦП КФПК $\dot{R}_B(f, \vec{\rho}')$ випромінювання, застосуванні до результату множення просторового перетворення Фур'є і наступного інтегрування (складання) НШС сигналу у заданій смузі частот.

У цьому підрозділі не враховувався вплив завад і внутрішніх шумів приймальних пристроїв, а також особливостей оптимальної статистичної обробки сукупності випадкових процесів з метою найкращого відновлення НШС РЯЗ. Питання оптимальної статистичної обробки НШС просторово-часових сигналів складають зміст наступних розділів роботи.

РОЗДІЛ 3.

ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ СИНТЕЗУ ПРОСТОРОВО-РОЗПОДІЛЕНИХ РАДІОМЕТРИЧНИХ КОМПЛЕКСІВ З ОПТИМАЛЬНОЮ ОБРОБКОЮ НАДШИРОКОСМУГОВИХ РАДІОМЕТРИЧНИХ ПОЛІВ

Дістала подальшого розвитку теорія структурного синтезу надширокосмугових ПРТК з суттєво просторово-розподіленими багатоелементними антенними системами. До розділу ввійшли матеріали наукових досліджень, які опубліковано у роботах [85, 88-90, 92, 97, 98, 102, 107, 109, 110, 118, 119]. Значна увага приділяється розробці узагальненого алгоритму обробки сигналів, який забезпечує формування РМЗ високого просторового розрінення. Узагальнення, передусім, стосується використання довільної кількості антен, довільного їх просторового розміщення, а також дослідження доцільності переходу до квазіоптимальної обробки сигналів та розробки на їх основі структурних схем ПРТК.

3.1. Критичні точки існуючої теорії

Радіоінтерферометри, як клас РМС, не завжди однозначно і з заданою точністю можуть вирішити задачі радіофізики, медицини, радіоастрономії, дистанційного зондування Землі та моніторингу навколишнього середовища. З метою досягнення постійно зростаючих вимог точності оцінювання різноманітних електрофізичних параметрів та статистичних характеристик радіотеплового випромінювання об'єктів, підвищення достовірності та забезпечення однозначності результатів їх об'єднують у РМК. Традиційно [58–62, 65–67] таке об'єднання зводиться до додавання вихідних ефектів великої кількості радіоінтерферометричних систем, які у сукупності утворюють єдиний ПРТК. При цьому оцінку ефективності таких ПРТК

надають залежно від задачі за різноманітними критеріями, зокрема, формування однопелюсткової ФН ПРТК або ФН з заданим рівнем бокових пелюсток, максимальної точності оцінок параметрів та ін.

На сьогодні, основні результати зі статистичної теорії ПРТК опубліковані у роботах [39, 40, 184–186]. Проте питання синтезу алгоритмів обробки надширококутних просторово-часових сигналів за допомогою багатоантенних просторово-розподілених ПРТК ґрунтовно почали розкриватись лише у роботах [40, 68, 73, 75]. З проведеного аналізу слідує, що перехід до обробки НШС радіометричних сигналів у ПРТК забезпечить високу точність оцінювання енергетичних та неенергетичних параметрів різноманітних джерел радіотеплового випромінювання, відносно низьку споживана потужність і повну біологічну безпеку та створює усі передумови конкурентоспроможності ПРТК з активними радіолокаційними системами.

Проте такому розвитку повинна передувати відповідна теорія синтезу ПРТК на системному рівні. На сьогодні, залишається ряд питань, які не отримали належного розвитку у вітчизняній та світовій літературі. Так відсутні узагальнені рекомендації щодо синтезу просторово-розподілених ПРТК, які доцільно використовувати для аналізу точкових джерел радіотеплового випромінювання. У роботах [40, 71] вирішені задачі оцінки яскравісної температури та просторового положення точкового джерела радіотеплового випромінювання лише у двоантенній радіоінтерферометричній системі. Проте отримані результати не дадуть відповіді щодо створення геометрії антени, яка при оптимальній/квазіоптимальній обробці просторово-часових сигналів забезпечить формуванням однопелюсткової високонаправленої ФН РМК. Наявні результати не можуть бути перенесені на багатоантенну систему, а впливають з вирішення узагальненої задачі лише у частковому випадку, коли кількість антен зменшено до двох. Слід зазначити, що вирішення задачі синтезу багатоантенної системи з використанням постановки задачі синтезу наближеної до даної у [40] призведе до результатів, які буде надто складно

адаптувати до практичної реалізації. Це пов'язано зі складністю отримання узагальненого аналітичного виразу для обернення матриці, зворотної до матриці кореляційних функцій довільної розмірності, потреба у якому виникає під час вирішення інтегральних рівнянь. Такий вираз запропоновано отримати шляхом поступового вирішення задач з двома, трьома і більшою кількістю антен і наступним виявленням загальних механізмів обернення матриці з граничними умовами, характерними для задачі, що вирішується.

Незначною мірою висвітлені питання доцільності та переваг обробки НШС у РМК в праці Караваєва В.В. [39]. Для розкриття цих та суміжних питань доцільно застосувати підхід, який ґрунтується на запропонованому у четвертому розділі методі дослідження характеристик спрямованості НШС РМК. Цей підхід дозволяє не тільки чисельно змоделювати вигляд ФН такої системи, але й вказати на можливі напрямки спрощення структури РМК, розробленої з використанням оптимального алгоритму обробки сигналів. Останнє має суттєве економічне значення, так як радіоелементна база для обробки НШС сигналів відрізняється від вузькосмугової бази високою складністю виготовлення і, відповідно, ціною.

Потенційна точність оцінювання, як оцінка ефективності функціонування алгоритму обробки сигналів, у разі обробки НШС радіотеплових сигналів у просторово-розподілених системах досліджена для вузького класу ПРТК і потребує узагальнення (на рівні аналітичних виразів). Зокрема, як буде показано далі, на аналітичний вираз для визначення потенційної точності оцінки (оцінок) параметру впливатиме модифікація ФН згідно методики, яка використовується для визначення характеристик спрямованості НШС РМК.

У роботах [68, 187, 188] показано, що на сьогодні вельми перспективним є використання надрозріджених антенних систем. Такий перехід, як слідує з проведеного аналізу, має місце при обробці НШС сигналів і пов'язаний з неоднозначністю добутку просторових і часових характеристик ПРТК, яка може бути використана для розширення області просторових частот за

рахунок часових. Виходячи з наявної теорії не можливо визначити мінімальну кількість просторових та часових частот, яка повною мірою забезпечить вирішення поставленої задачі. Тому важливим напрямком у розвитку теорії є визначення мінімально необхідної кількості часових частот при фіксованій геометрії (взаємне просторове розміщення антен і форма кожної антени) антенної системи РМК.

На ці та суміжні питання можна отримати відповідь з вирішення комплексу взаємопов'язаних задач статистичного структурного синтезу РМК, які розглядаються у наступних підрозділах.

3.2. Структурний синтез РМК з обробкою НШС просторово-часових сигналів

У попередніх розділах розглянуто математичні моделі НШС радіометричних сигналів та полів і їх кореляційні функції. Ці моделі необхідні для синтезу оптимальних/квазіоптимальних алгоритмів обробки сигналів, розуміння сутності цієї обробки і розробки відповідної структури РМК, що і складає задачу структурного синтезу [189]. Ця задача потребує попереднього уточнення параметру/параметрів, які підлягають оцінюванню. У цьому розділі основна увага приділяється оцінюванню енергетичних параметрів радіотеплового випромінювання. При цьому неважливо радіояскравісна температура, потужність чи спектральна густина потужності радіотеплового випромінювання обрано у якості оцінюваного параметру (інваріантність вибору пов'язана з взаємно однозначними зв'язками вказаних параметрів). Питання оцінки неенергетичних параметрів ґрунтовно розглядаються у наступному розділі.

Для узагальнення задач, які вирішені під час дисертаційних досліджень, оцінюваний параметр представлено як функцію просторових координат. У частковому випадку, коли дослідженню підлягає точкове джерело радіовипромінювання, це буде відображено відповідним чином при наданні фізичної інтерпретації отриманим результатам.

3.2.1. Статистичний синтез алгоритму оптимальної/квазіоптимальної обробки НШС радіотеплових полів. Попередні результати

Алгоритм оптимальної оцінки спектральної густини потужності радіотеплового випромінювання знайдемо з вирішення рівняння максимальної правдоподібності, яке запишемо у наступному вигляді:

$$\begin{aligned}
 0,5 \text{Spur} \int_0^{T_{ob}} \int_0^{T_{ob}} \frac{\delta \underline{R}(t_1, t_2, B(\vec{\mathcal{G}}'))}{\delta B(\vec{\mathcal{G}})} \underline{W}(t_1, t_2, B(\vec{\mathcal{G}}')) dt_1 dt_2 = \\
 = -0,5 \int_0^{T_{ob}} \int_0^{T_{ob}} \vec{u}^T(t_1) \frac{\delta \underline{W}(t_2, t_1, B(\vec{\mathcal{G}}'))}{\delta B(\vec{\mathcal{G}})} \vec{u}(t_2) dt_1 dt_2,
 \end{aligned}
 \tag{3.1}$$

де Spur – слід матриці, $\frac{\delta}{\delta B(\vec{\mathcal{G}})}$ – функціональна похідна, T_{ob} – час спостереження, $\underline{R}(\cdot)$ – матриця кореляційних функцій спостережень, $\dim \underline{R} = M \times M$, M – кількість елементарних антен у антенній системі, $\underline{W}(\cdot)$ – матриця, яка є зворотною до матриці кореляційних функцій. Матрицю $\underline{W}(\cdot)$ знаходять із інтегрально-матричного рівняння обернення [40, 159, 190]

$$\int_0^{T_{ob}} \underline{R}(t_1, t_2, B(\vec{\mathcal{G}}')) \underline{W}(t_2, t_3, B(\vec{\mathcal{G}}')) dt_2 = \underline{I} \delta(t_1 - t_3),
 \tag{3.2}$$

вирішенню якого передують введення додаткових припущень щодо поведінки кореляційної функції $\underline{R}(\cdot)$. Зокрема, введення припущення, щодо стаціонарності процесу на інтервалі спостереження, що має місце у багатьох практичних ситуаціях, рішення (3.2) знайдемо у спектральній області. При цьому рівняння (3.1), (3.2) перепишемо у вигляді

$$\begin{aligned}
& -0,5T_{ob}Spur \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\delta \underline{G}_u(f, \vec{\vartheta}_0, \underline{\Delta \vec{a}}, B(\vec{\vartheta}'))}{\delta B(\vec{\vartheta}')} \underline{G}_u^{-1}(f, \vec{\vartheta}_0, \underline{\Delta \vec{a}}, B(\vec{\vartheta}')) df = \\
& = 0,5 \int_{-\infty}^{\infty} \vec{U}_T^{T*}(j2\pi f) \frac{\delta \underline{G}_u^{-1}(-f, \vec{\vartheta}_0, \underline{\Delta \vec{a}}, B(\vec{\vartheta}'))}{\delta B(\vec{\vartheta}')} \vec{U}_T(j2\pi f) df,
\end{aligned} \tag{3.3}$$

де

$$\underline{\Delta \vec{a}} = \begin{bmatrix} 0 & \vec{a}'_1 - \vec{a}'_2 & \cdots & \vec{a}'_1 - \vec{a}'_M \\ \vec{a}'_2 - \vec{a}'_1 & 0 & \cdots & \vec{a}'_2 - \vec{a}'_M \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vec{a}'_M - \vec{a}'_1 & \vec{a}'_M - \vec{a}'_2 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \tag{3.4}$$

– матриця векторних значень баз всіх пар радіоінтерферометрів, які утворюють РМК, $\underline{G}_u^{-1}(f, \vec{\vartheta}_0, \underline{\Delta \vec{a}}, B(\vec{\vartheta}'))$ – матриця, зворотна матриці СЦП,

$$\underline{G}_u(f, \vec{\vartheta}_0, \underline{\Delta \vec{a}}, B(\vec{\vartheta}')) \underline{G}_u^{-1}(f, \vec{\vartheta}_0, \underline{\Delta \vec{a}}, B(\vec{\vartheta}')) = \underline{I}, \tag{3.5}$$

"*" – оператор комплексного спряження, "T" – оператор транспонування, \underline{I} – одинична матриця, $\vec{U}^T(j2\pi f) = \|\dot{U}_1(j2\pi f) \cdots \dot{U}_M(j2\pi f)\|$ – вектор спектрів спостережень, складові якого знаходяться наступним чином:

$$\dot{U}_i(j2\pi f) = \int_0^{T_{ob}} u_i(t) e^{-j2\pi f t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} u_{Tob,i}(t) e^{-j2\pi f t} dt, \tag{3.5}$$

де $u_{Tob,i}(t) = u_i(t) \Pi\left(\frac{t}{T_{ob}}\right)$, $\Pi\left(\frac{t}{T_{ob}}\right) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t \leq T_{ob}, \\ 0 & 0 < t, t > T_{ob} \end{cases}$ – рівномірна вагова функція (вікно) [183].

Вирішення (3.3) у загальному випадку не можна отримати, так як складно отримати загальний вираз для матриці, оберненої до матриці СЦП. Тому подальше дослідження проведено наступним чином:

- синтезуємо РМК з двома, трьома і чотирма антенами;
- виконаємо аналіз закономірності вигляду матриці, оберненої до матриці СЦП;
- узагальнимо аналітичний вигляд матриці на випадок використання M -антенного РМК.

3.2.1.1 Частковий випадок 1: двоантенна радіометрична система

У випадку $M = 2$ аналітичні вирази для матриці СЦП і матриці, оберненої до матриці СПМ мають вигляд

$$\underline{G}_u(f, \cdot) = \frac{1}{2} \begin{vmatrix} \Sigma & |\dot{K}|^2 \dot{B}_{A+} \\ |\dot{K}|^2 \dot{B}_{A-} & \Sigma \end{vmatrix}, \quad (3.7.a)$$

$$\underline{G}_u^{-1}(f, \cdot) = \frac{2}{\Sigma^2 - |\dot{K}|^4 \dot{B}_{A+} \dot{B}_{A-}} \begin{vmatrix} \Sigma & -|\dot{K}|^2 \dot{B}_{A+} \\ -|\dot{K}|^2 \dot{B}_{A-} & \Sigma \end{vmatrix}, \quad (3.7.6)$$

де

$$\Sigma = |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \int_{-\infty}^{\infty} A_{eff}(f(\vec{\vartheta}' - \vec{\vartheta}_0)c^{-1})B(f, \vec{\vartheta}')d\vec{\vartheta}' + 0,5N_{on}|\dot{K}(j2\pi f)|^2 + 0,5N_{or},$$

$$\dot{B}_{A\pm} = \int_{-\infty}^{\infty} A_{eff}(f(\vec{\vartheta}' - \vec{\vartheta}_0)c^{-1})B(f, \vec{\vartheta}') \exp(\pm j2\pi f(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0)\Delta\vec{a}_{12}c^{-1})d\vec{\vartheta}'.$$

Варіаційні похідні, які входять у (3.3) знайдено у вигляді

$$\left. \frac{\delta \underline{G}_u(f, \cdot)}{\delta B(f, \vec{\vartheta}')} \right|_{f=const} = \frac{1}{2} A_{eff} |\dot{K}|^2 \begin{vmatrix} I & e^{j2\pi f(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0)c^{-1}} \\ e^{-j2\pi f(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0)c^{-1}} & I \end{vmatrix},$$

$$\begin{aligned}
\left. \frac{\delta \underline{G}_u^{-1}(f, \cdot)}{\delta B(f, \vec{\mathcal{G}}')} \right|_{f=\text{const}} &= \frac{\delta}{\delta B(f, \vec{\mathcal{G}}')} \left(\frac{2}{\Sigma^2 - |\dot{K}|^4 B_{A+} B_{A-}} \left\| \begin{array}{cc} \Sigma & -|\dot{K}|^2 B_{A+} \\ -|\dot{K}|^2 B_{A-} & \Sigma \end{array} \right\| \right) \Bigg|_{f=\text{const}} = \\
&= \frac{2 A_{\text{eff}} |\dot{K}|^2}{\left(\Sigma^2 - |\dot{K}|^4 B_{A+} B_{A-} \right)^2} \times \\
&\times \left\| \begin{array}{cc} -\Sigma^2 - |\dot{K}|^4 B_{A+} B_{A-} + & -\Sigma^2 e^{j\varphi} + 2 |\dot{K}|^2 B_{A+} \Sigma - \\ + |\dot{K}|^2 B_{A+} e^{-j2\pi f(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0)c^{-1}} \Sigma + & -|\dot{K}|^4 B_{A+}^2 e^{-j2\pi f(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0)c^{-1}} \\ + |\dot{K}|^2 B_{A-} e^{j2\pi f(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0)c^{-1}} \Sigma & -\Sigma^2 - |\dot{K}|^4 B_{A+} B_{A-} + \\ -\Sigma^2 e^{-j2\pi f(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0)c^{-1}} + 2 |\dot{K}|^2 B_{A-} \Sigma - & + |\dot{K}|^2 B_{A+} e^{-j2\pi f(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0)c^{-1}} \Sigma + \\ -|\dot{K}|^4 B_{A-}^2 e^{j2\pi f(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0)c^{-1}} & + |\dot{K}|^2 B_{A-} e^{j2\pi f(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0)c^{-1}} \Sigma \end{array} \right\|.
\end{aligned}$$

Підставляючи (3.7) і їх варіаційні похідні у (3.3) та виконуючи усі розрахунки, отримано наступний алгоритм обробки сигналів у НПС двоантенній радіоінтерферометричній системі (аргументи розкрито):

$$\begin{aligned}
&\int_{-\infty}^{\infty} \frac{A_{\text{eff}}(f, \vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0) |\dot{K}(j2\pi f)|^4}{\Sigma^2(f, \vec{\mathcal{G}}_0) - |\dot{K}(j2\pi f)|^4 B_{A+}(f, \vec{\mathcal{G}}_0, \Delta \vec{a}_{12}) B_{A-}(f, \vec{\mathcal{G}}_0, \Delta \vec{a}_{21})} \times \\
&\times \left(\begin{array}{c} \int A_{\text{eff}}(f, \vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0) B(f, \vec{\mathcal{G}}) d\vec{\mathcal{G}} - \\ - \text{Re} e^{j2\pi f(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0) \Delta \vec{a}_{12} c^{-1}} \int A_{\text{eff}}(f, \vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0) B(f, \vec{\mathcal{G}}) e^{-j2\pi f(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0) \Delta \vec{a}_{12} c^{-1}} d\vec{\mathcal{G}} \end{array} \right) df = \\
&= \frac{2}{T_{ob}} \text{Re} \int_{-\infty}^{\infty} \left[|\dot{U}_{T1}(j2\pi f) \dot{W}|^2 + \text{Re}(\dot{U}_{T1}(j2\pi f) \dot{W})(\dot{U}_{T2}^*(j2\pi f) \dot{W}) e^{-j2\pi f(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0) \Delta \vec{a}_{12} c^{-1}} \right] df - \\
&- \int_{-\infty}^{\infty} \frac{A_{\text{eff}}(f, \vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0) |\dot{K}(j2\pi f)|^2}{\Sigma^2(f, \vec{\mathcal{G}}_0) - |\dot{K}(j2\pi f)|^4 B_{A+}(f, \vec{\mathcal{G}}_0, \Delta \vec{a}_{12}) B_{A-}(f, \vec{\mathcal{G}}_0, \Delta \vec{a}_{21})} \left(N_{0n} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 + N_{0r} \right) df,
\end{aligned} \tag{3.8}$$

де $\dot{W} = \frac{\sqrt{A}|\dot{K}|}{\Sigma^2 - |\dot{K}|^4 B_{A+} B_{A-}} \left(\Sigma - |\dot{K}|^2 B_{A-} e^{j\varphi} \right)$ – фільтр.

3.2.1.1.1. Дослідження фізичної сутності РМЗ та алгоритму його формування

Розглянемо ліву та праву частини (3.8). Відомо [40], що ліва частина містить фізичну сутність відновлювального РМЗ, а права – алгоритм обробки сигналів з метою формування цього РМЗ.

Ліву частину можна записати у вигляді

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} \sum_{i,j=1}^2 (-1)^{i+j} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{A_{eff}(f, \vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0) |\dot{K}(j2\pi f)|^4}{\Sigma^2(f, \vec{\mathcal{G}}_0) - |\dot{K}(j2\pi f)|^4 B_{A+}(f, \vec{\mathcal{G}}_0, \Delta \vec{a}_{12}) B_{A-}(f, \vec{\mathcal{G}}_0, \Delta \vec{a}_{21})} e^{j2\pi f \vec{\mathcal{G}} \Delta \vec{a}_{ij} c^{-1}} \times \\ & \times \int A_{eff}(f, \vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0) B(f, \vec{\mathcal{G}}) e^{-j2\pi f \vec{\mathcal{G}} \Delta \vec{a}_{ij} c^{-1}} d\vec{\mathcal{G}} df, \end{aligned} \quad (3.9.a)$$

або

$$\frac{1}{2} \sum_{i,j=1}^2 (-1)^{i+j} F_{2D, f \Delta \vec{a}_{ij} c^{-1}}^{-1} \left\{ F_{2D, \vec{\mathcal{G}}} \left\{ \frac{A(f, \vec{\mathcal{G}}' - \vec{\mathcal{G}}_0) |\dot{K}(j2\pi f)|^4 A_{eff}(f, \vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0) B(f, \vec{\mathcal{G}})}{\Sigma^2(f, \vec{\mathcal{G}}_0) - |\dot{K}(j2\pi f)|^4 B_{A+}(f, \vec{\mathcal{G}}_0, \Delta \vec{a}_{12}) B_{A-}(f, \vec{\mathcal{G}}_0, \Delta \vec{a}_{21})} \right\} \right\}. \quad (3.9.б)$$

З виразу (3.9) слідує, що процес відновлення радіометричного зображення містить дві основні операції:

– двовимірне перетворення Фур'є по напрямним косинусам від декорельованого (у фільтрі з просторово-спектральною амплітудною

характеристикою
$$\frac{A(f, \vec{\mathcal{G}}' - \vec{\mathcal{G}}_0) |\dot{K}(j2\pi f)|^4 A_{eff}(f, \vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0) B(f, \vec{\mathcal{G}})}{\Sigma^2(f, \vec{\mathcal{G}}_0) - |\dot{K}(j2\pi f)|^4 B_{A+}(f, \vec{\mathcal{G}}_0, \Delta\vec{a}_{12}) B_{A-}(f, \vec{\mathcal{G}}_0, \Delta\vec{a}_{21})}$$

гіперспектрального РМЗ $B(f, \vec{\mathcal{G}})$ – це операція відображення РМЗ в область просторових частот;

– двовимірне перетворення по просторовим частотам від просторового спектру РМЗ і формування інтегрального по частотам РМЗ (радіояскравості), тобто оцінки інтенсивності $\hat{I}_A(\vec{\mathcal{G}}) \sim \int A_{eff}(f, \vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0) B(f, \vec{\mathcal{G}}) df$, як функції кутових координат (див. розділ 1).

Тоді, ліва частина – фізична сутність РМЗ – це є інтенсивність як функція просторових координат (напрямних косинусів). При формуванні такої інтенсивності відновлюється функція рівна інтегральному добутку РМЗ та ефективної площі антени по робочим частотам системи.

Відповідно до цього (3.8) може бути переписано наступним чином

$$\begin{aligned} \hat{I}_A(\vec{\mathcal{G}}) &= \frac{2}{T_{ob}} \int_{-\infty}^{\infty} \left[|\dot{U}_{T1}(j2\pi f) \dot{W}|^2 + \text{Re}(\dot{U}_{T1}(j2\pi f) \dot{W}) (\dot{U}_{T2}^*(j2\pi f) \dot{W}) e^{-j2\pi f(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0) \Delta\vec{a}_{12} c^{-1}} \right] df - \\ &- \int_{-\infty}^{\infty} \frac{A_{eff}(f, \vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0) |\dot{K}(j2\pi f)|^4}{\Sigma^2(f, \vec{\mathcal{G}}_0) - |\dot{K}(j2\pi f)|^4 B_{A+}(f, \vec{\mathcal{G}}_0, \Delta\vec{a}_{12}) B_{A-}(f, \vec{\mathcal{G}}_0, \Delta\vec{a}_{21})} (N_{on} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 + N_{or}) df, \end{aligned} \quad (3.10)$$

Використовуючи математичний апарат V -перетворень представимо (3.10) наступним чином:

$$\hat{I}_A(\vec{\mathcal{G}}) = \frac{1}{2} \sum_{i,j=1}^2 (-1)^{i+j} V_F^{-1} \left\{ \frac{A(f, \vec{\mathcal{G}}' - \vec{\mathcal{G}}_0) |\dot{K}(j2\pi f)|^4 A_{eff}(f, \vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0) B(f, \vec{\mathcal{G}})}{\Sigma^2(f, \vec{\mathcal{G}}_0) - |\dot{K}(j2\pi f)|^4 B_{A+}(f, \vec{\mathcal{G}}_0, \Delta\vec{a}_{12}) B_{A-}(f, \vec{\mathcal{G}}_0, \Delta\vec{a}_{21})} \right\} \Bigg|_{\tau=0}. \quad (3.11)$$

З (3.11) слідує, що РМЗ $\hat{I}_A(\vec{\vartheta})$ на виході НШС багатоантенної системи пов'язане з радіояскравістю $B(f, \vec{\vartheta})$ (гіперспектральним РМЗ) зворотнім перетворенням Волосюка $V_F^{-1}\{\cdot\}|_{\tau=0}$ при значенні $\tau = 0$.

Слід відзначити, що (3.9) містить чотири складових з яких дві (при $i = j$) не містять інформації про «тонку структуру» зображення і вносять лише постійну складову у РМЗ. Дійсно,

$$\frac{1}{2} \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{A_{eff}(f, \vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) |\dot{K}(j2\pi f)|^4 \int A_{eff}(f, \vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) B(f, \vec{\vartheta}) d\vec{\vartheta}}{\Sigma^2(f, \vec{\vartheta}_0) - |\dot{K}(j2\pi f)|^4 B_{A+}(f, \vec{\vartheta}_0, \Delta\vec{a}_{12}) B_{A-}(f, \vec{\vartheta}_0, \Delta\vec{a}_{21})} df = const = \hat{I}_{A\pm}. \quad (3.12)$$

При цьому дві інші складові

$$-\frac{1}{2} \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{A_{eff}(f, \vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) |\dot{K}(j2\pi f)|^4}{\Sigma^2(f, \vec{\vartheta}_0) - |\dot{K}(j2\pi f)|^4 B_{A+}(f, \vec{\vartheta}_0, \Delta\vec{a}_{12}) B_{A-}(f, \vec{\vartheta}_0, \Delta\vec{a}_{21})} e^{j2\pi f \vec{\vartheta} \Delta\vec{a}_{ij} c^{-1}} \times \\ \times \int A_{eff}(f, \vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) B(f, \vec{\vartheta}) e^{-j2\pi f \vec{\vartheta} \Delta\vec{a}_{ij} c^{-1}} d\vec{\vartheta} df = \hat{I}_{A\sim}(\vec{\vartheta}) \quad (3.13)$$

відображають «тонку структуру» РМЗ, тобто структуру РМЗ в межах характеристики спрямованості однієї (елементарної) антени, яка входить до складу антенної системи.

Очевидно, що саме складова $\hat{I}_{A\sim}(\vec{\vartheta})$ є інформаційною. Тому доцільно скоректувати задачу оптимізації алгоритму оптимальної обробки НШС ПЧ сигналів для формування РМЗ. Така корекція може бути введена шляхом накладення обмеження на вигляд матриці функцій кореляції і, відповідно, матриці СЩП. У роботі [89] обґрунтована доцільність часткової чи повної

відмови від використання інформації, яка міститься у автокореляційних функціях процесів. При цьому (3.7) прийме вигляд

$$\underline{G}_u(f, \cdot) = \frac{1}{2} \left\| \begin{array}{cc} 0 & |\dot{K}|^2 B_{A+} \\ |\dot{K}|^2 B_{A-} & 0 \end{array} \right\|. \quad (3.14)$$

Тоді матриця, зворотна матриці функцій СЦП прийме вигляд

$$\underline{G}_u^{-1}(f, \cdot) = 2 \left\| \begin{array}{cc} 0 & \frac{1}{|\dot{K}|^2 B_{A-}} \\ \frac{1}{|\dot{K}|^2 B_{A+}} & 0 \end{array} \right\|. \quad (3.15)$$

Варіаційні похідні приймуть наступний вигляд:

$$\left. \frac{\delta \underline{G}_u(f, \cdot)}{\delta B(f, \vec{\vartheta}')} \right|_{f=const} = \frac{1}{2} A_{eff} |\dot{K}|^2 \left\| \begin{array}{cc} 0 & e^{j2\pi f(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) \Delta \vec{a}_{12} c^{-1}} \\ e^{-j2\pi f(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) \Delta \vec{a}_{12} c^{-1}} & 0 \end{array} \right\|, \quad (3.16)$$

$$\left. \frac{\delta \underline{G}_u^{-1}(f, \cdot)}{\delta B(f, \vec{\vartheta}')} \right|_{f=const} = 2 \frac{\delta}{\delta B(f, \vec{\vartheta}')} \left\| \begin{array}{cc} 0 & \frac{1}{|\dot{K}|^2 B_{A-}} \\ \frac{1}{|\dot{K}|^2 B_{A+}} & 0 \end{array} \right\|_{f=const} = \quad (3.17)$$

$$= - \frac{2 A_{eff}}{(|\dot{K}| B_{A+} B_{A-})^2} \left\| \begin{array}{cc} 0 & B_{A+}^2 e^{-j2\pi f(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) \Delta \vec{a}_{12} c^{-1}} \\ B_{A-}^2 e^{j2\pi f(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) \Delta \vec{a}_{12} c^{-1}} & 0 \end{array} \right\|.$$

Підставимо (3.14)–(3.17) у (3.3) і, виконавши розрахунки, отримаємо рішення рівняння правдоподібності у наступному вигляді:

$$\begin{aligned}
& \frac{1}{2} \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{A_{eff}}{B_{Aij} B_{Aji}} \int A_{eff} (f, \vec{\mathfrak{g}} - \vec{\mathfrak{g}}_0) B(f, \vec{\mathfrak{g}}) e^{-j2\pi f \vec{\mathfrak{g}} \Delta \vec{a}_{ij} c^{-1}} d\vec{\mathfrak{g}} e^{j2\pi f (\vec{\mathfrak{g}} - \vec{\mathfrak{g}}_0) \Delta \vec{a}_{ij} c^{-1}} df = \\
& = \frac{1}{T_{ob}} \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{A_{eff}}{|\dot{K}|^2 B_{Aij}^2} \dot{U}_{T,i} \dot{U}_{T,j}^* e^{j2\pi f (\vec{\mathfrak{g}} - \vec{\mathfrak{g}}_0) \Delta \vec{a}_{ij} c^{-1}} df,
\end{aligned} \tag{3.18.a}$$

або

$$\begin{aligned}
& \frac{1}{2} \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{A_{eff}}{B_{Aij}^2} \int A_{eff} (f, \vec{\mathfrak{g}} - \vec{\mathfrak{g}}_0) B(f, \vec{\mathfrak{g}}) e^{j2\pi f \vec{\mathfrak{g}} \Delta \vec{a}_{ij} c^{-1}} d\vec{\mathfrak{g}} e^{j2\pi f (\vec{\mathfrak{g}} - \vec{\mathfrak{g}}_0) \Delta \vec{a}_{ij} c^{-1}} df = \\
& = \frac{1}{T_{ob}} \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{A_{eff}}{|\dot{K}|^2 B_{Aij}^2} \dot{U}_{T,i} \dot{U}_{T,j}^* e^{j2\pi f (\vec{\mathfrak{g}} - \vec{\mathfrak{g}}_0) \Delta \vec{a}_{ij} c^{-1}} df,
\end{aligned} \tag{3.18.б}$$

$$\text{де } B_{Aij} = B_A(f, \vec{\mathfrak{g}}_0, \Delta \vec{a}_{ij}) = \int A_{eff} (f, \vec{\mathfrak{g}} - \vec{\mathfrak{g}}_0) B(f, \vec{\mathfrak{g}}) e^{j2\pi f \vec{\mathfrak{g}} \Delta \vec{a}_{ij} c^{-1}} d\vec{\mathfrak{g}}.$$

Порівнюючи (3.8) і (3.18) можна бачити, що останній є частковим випадком першого при введенні вказаних вище обмежень. Тоді (3.9) можна представити наступним чином

$$\hat{I}_{A\sim}(\vec{\mathfrak{g}}) = \frac{1}{2} \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{A_{eff} (f, \vec{\mathfrak{g}} - \vec{\mathfrak{g}}_0) e^{j2\pi f \vec{\mathfrak{g}} \Delta \vec{a}_{ij} c^{-1}}}{B_{Aij}^2} \int A_{eff} (f, \vec{\mathfrak{g}} - \vec{\mathfrak{g}}_0) B(f, \vec{\mathfrak{g}}) e^{j2\pi f \vec{\mathfrak{g}} \Delta \vec{a}_{ij} c^{-1}} d\vec{\mathfrak{g}} df \tag{3.19.a}$$

або

$$\hat{I}_{A\sim}(\vec{\mathcal{G}}) = \frac{1}{2} \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^2 F_{2D,f\Delta\vec{a}_{ij}c^{-1}}^{-1} \left\{ F_{2D,\vec{\mathcal{G}}}^{-1} \left\{ \frac{A_{eff}(f, \vec{\mathcal{G}}' - \vec{\mathcal{G}}_0) A_{eff}(f, \vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0) B(f, \vec{\mathcal{G}})}{B_{Aij}^2} \right\} \right\} = \quad (3.19.6)$$

$$= \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^2 V_F^{-1} \left\{ \frac{A_{eff}(f, \vec{\mathcal{G}}' - \vec{\mathcal{G}}_0) A_{eff}(f, \vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0) B(f, \vec{\mathcal{G}})}{B_{Aij}^2} \right\}$$

3.2.1.1.2. Дослідження функції невизначеності

Відомо [179], що ФН – це реакція системи на точкове джерело радіовипромінювання. Представимо нормовану радіояскравість точкового джерела як $B(f, \vec{\mathcal{G}}) = \delta(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0)$ і підставимо її у (3.19.а). Тоді отримаємо ФН у наступному (не нормованому) вигляді:

$$\Psi(\cdot) = \frac{1}{2} \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{A_{eff}(f, \vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0)}{B_{Aij}^2} A_{eff}(f, 0) e^{j2\pi f(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0)\Delta\vec{a}_{ij}c^{-1}} df. \quad (3.20)$$

Якщо ж джерело точкове і обробка ведеться при виконанні умови КМН $B(f, \vec{\mathcal{G}}) = B_0 [\delta(f - f_0) + \delta(f + f_0)] \delta(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0)$ і виключимо із розгляду узгоджений і декорелюючий фільтри, то отримаємо класичну ФН вузькосмугової радіометричної системи, яка після нормування прийме вигляд

$$\frac{\Psi_{КМН}(\cdot)}{B_0} = A_{eff}(f_0, \vec{\mathcal{G}}_0' - \vec{\mathcal{G}}_0) \cos\left(2\pi f_0 (\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0 + \vec{\mathcal{G}}_0' - \vec{\mathcal{G}}_0) \Delta\vec{a}_{ij}c^{-1}\right). \quad (3.21)$$

На рис. 3.1–3.10 показано геометрію двоантенної РМС і її функції невизначеності для параметрів ПРТК, наведених у табл. 3.1. При побудові графіків вплив узгодженого і декорелюючого фільтрів на вигляд ФН не досліджувався, так як на практиці більш доцільно їх виключити з обробки із-за складності технічної реалізації.

Таблиця 3.1

Параметри РМС, використані при моделюванні ФН, наведених на
рис. 3.1–3.10

Позначення ФН	Діаметр окремої антени у антенній решітці, м	Рознесення фазових центрів окремих антен у антенній решітці, м	Діапазон робочих частот, ГГц
Ψ_1	2	30	Вузькосмугова система з центральною частотою 1,5
Ψ_2	2	30	Трисмугова система [1,4-1,8; 2,2-2,6; 2,8-3,5]
Ψ_3	2	30	НШС система [1,4-3,5]

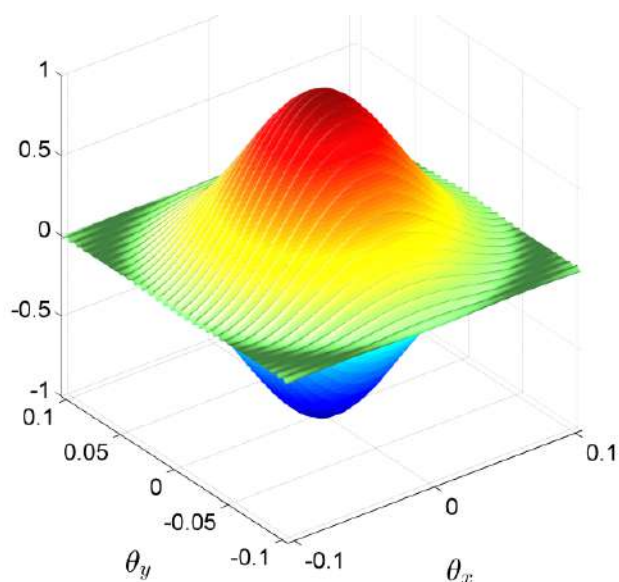
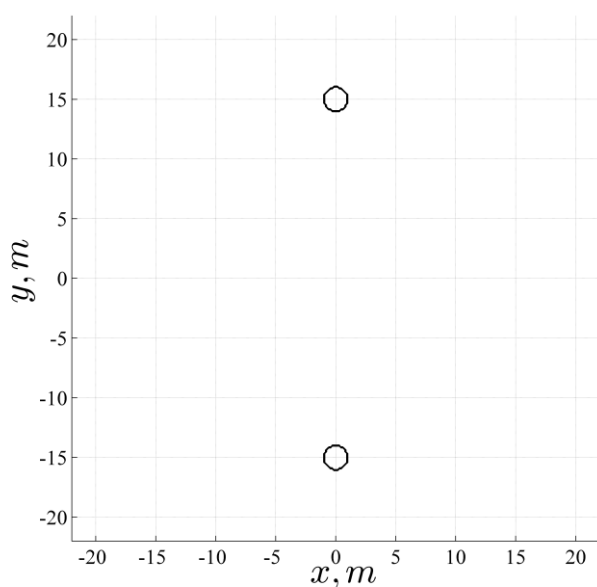


Рисунок 3.1 – Геометрія антенної системи

Рисунок 3.2 – Тривимірний вигляд Ψ_1

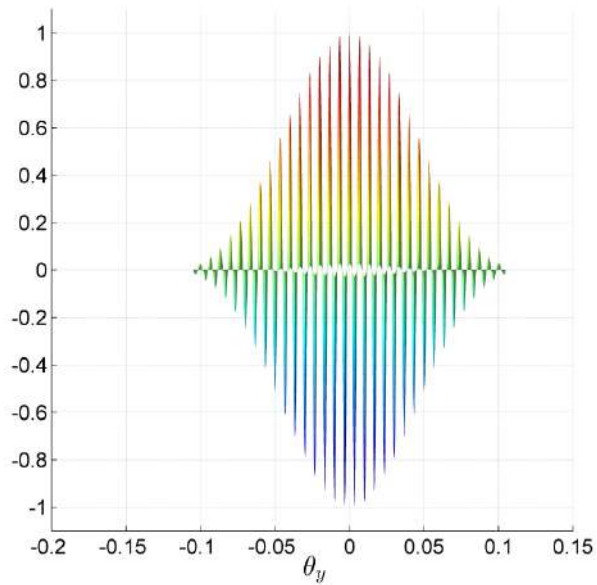


Рисунок 3.3 – Проекція Ψ_1
на площину $\theta_y \theta_z$

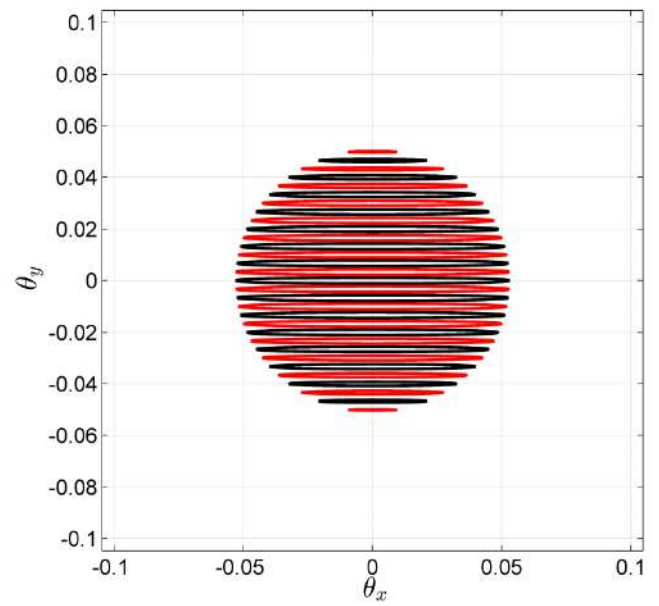


Рисунок 3.4 – Січна Ψ_1 на рівнях
0,5 та -0,5 в проекції на площину
 $\theta_x \theta_y$

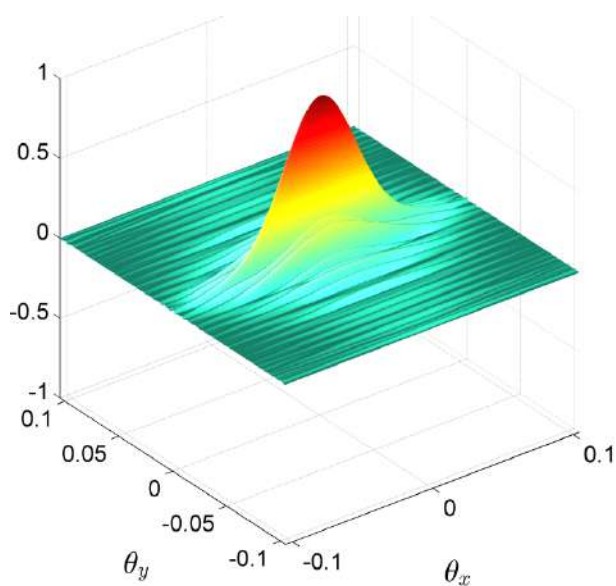


Рисунок 3.5 – Тривимірний вигляд
 Ψ_2

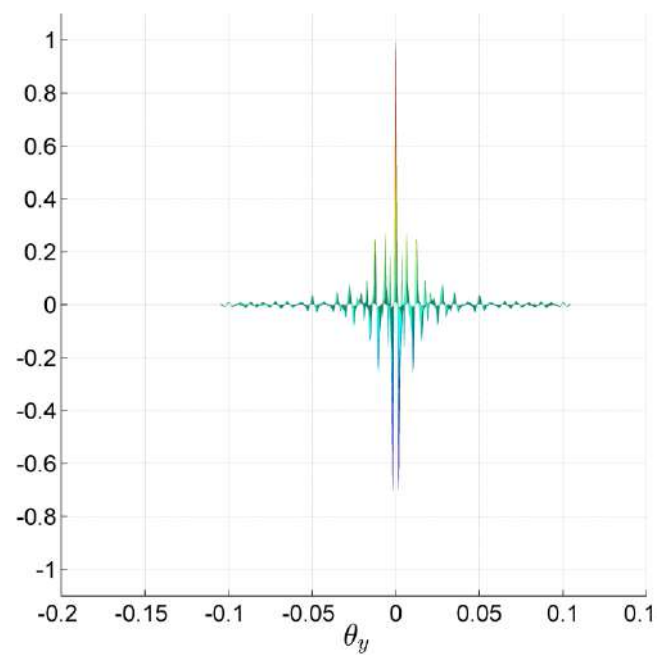


Рисунок 3.6 – Проекція Ψ_2
на площину $\theta_y \theta_z$

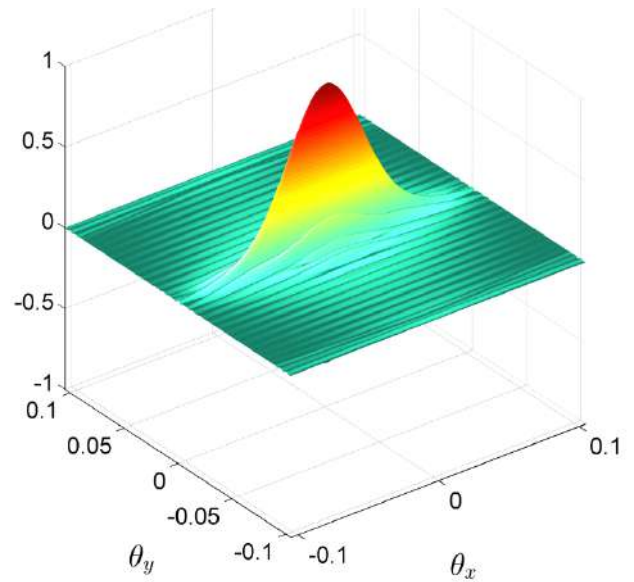
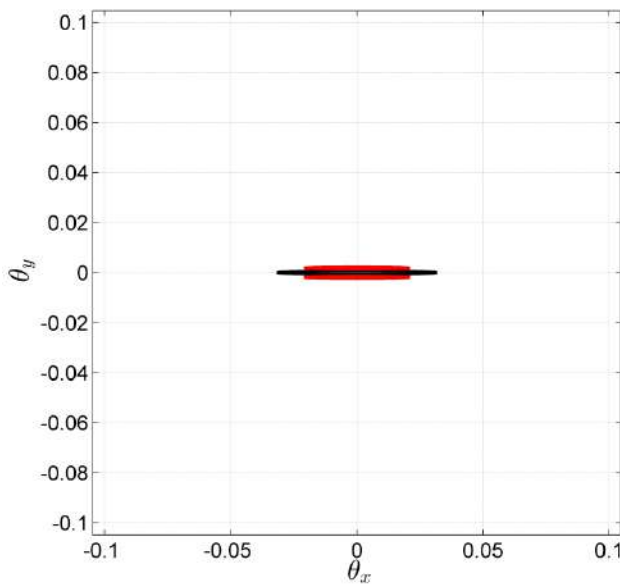


Рисунок 3.7 – Січна Ψ_2 на рівнях 0,5 та -0,5 в проекції на площину $\theta_x \theta_y$

Рисунок 3.8 – Тривимірний вигляд Ψ_3

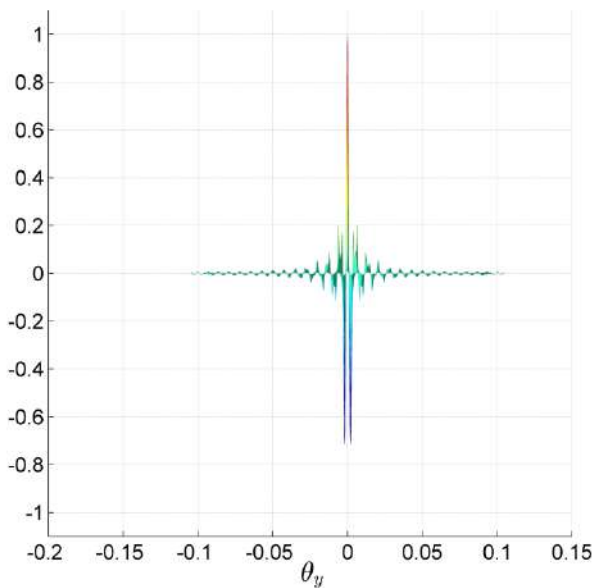


Рисунок 3.9 – Проекція Ψ_3 на площину $\theta_y \theta_z$

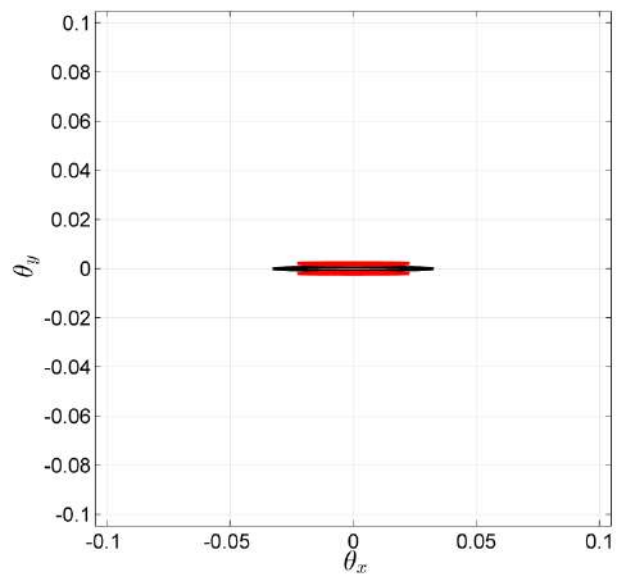


Рисунок 3.10 – Січна Ψ_3 на рівнях 0,5 та -0,5 в проекції на площину $\theta_x \theta_y$

З аналізу ФН Ψ_1, Ψ_2, Ψ_3 (див. рис. 3.2–3.10) слідує, що при однаковій геометрії антенної системи перехід до обробки сигналів у декількох смугах або у одній смузі, що задовольняє умові НШС, зменшує неоднозначність кутового положення точкового джерела радіовипромінювання. Відповідно

повинні зрости якісні показники функціонування систем пасивного радіобачення.

Двоантенна система, як це видно з графіків, показаних на рис. 3.2, 3.5, 3.8 не дозволяє отримати високого розрізнення (надрозрізнення по відношенню до ширини ДС одиночної антени у антенній системі) у площині перпендикулярній базі інтерферометра. Тому для досягнення надрозрізнення у обох площинах надалі будуть досліджені багатоантенні РМК, частковим випадком яких є триантенний РМК.

3.2.1.1.3. Дослідження алгоритму обробки сигналів

Алгоритм обробки сигналів міститься у правій частині (3.18), тобто

$$\hat{I}_{A\sim}(\vec{\vartheta}) = \frac{1}{2T_{ob}} \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{A_{eff}}{|\dot{K}|^2 B_{Aij}^2} \dot{U}_{T,i} \dot{U}_{T,j}^* e^{j2\pi f(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) \Delta \vec{a}_{12} c^{-1}} df. \quad (3.22)$$

Алгоритм (3.22) може бути переписано у часовій області з виконанням наступних перетворень (розрахунок дійсної частини не є необхідним, так як після інтегрування уявної частини не буде)

$$\begin{aligned} \hat{I}_{A\sim}(\vec{\vartheta}) &= \frac{1}{T_{ob}} \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{A_{eff}^{0,5} \dot{U}_{T,i}}{|\dot{K}| B_{Aij}} \frac{A_{eff}^{0,5} \dot{U}_{T,j}^*}{|\dot{K}| B_{Aij}} e^{j2\pi f(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) \Delta \vec{a}_{ij} c^{-1}} df = \\ &= \frac{1}{T_{ob}} \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^2 \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}_{T,i,W} \dot{U}_{T,j,W}^* e^{j2\pi f(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) \Delta \vec{a}_{ij} c^{-1}} df = \\ &= \frac{2}{T_{ob}} \int_0^{T_{ob}} u_{T,1,W}(t) u_{T,2,W}(t - 2\pi f(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) \Delta \vec{a}_{ij} c^{-1}) dt, \end{aligned} \quad (3.23)$$

де $\dot{U}_{T,i,W}$ – спектр i -го спостереження після проходження узгодженого $A_{eff}^{0,5}$ і декорелюючого $|K|^{-2} B_{A+}^{-1}$ фільтрів, $u_{T,1,W}(t) = F\{\dot{U}_{T,i,W}\}$ – спостереження у часовій області після узгодженої і декорелюючої фільтрації.

Алгоритм у правій частині (3.23) може бути реалізований у НШС кореляційному приймачі з лінійкою частотно-незалежних фазообертачів (на сьогодні такі пристрої набувають розповсюдження), які фокусують антенну систему на ряд напрямків і забезпечують формування строки РМЗ. Структурна схема такого приймача наведена на рис. 3.11.

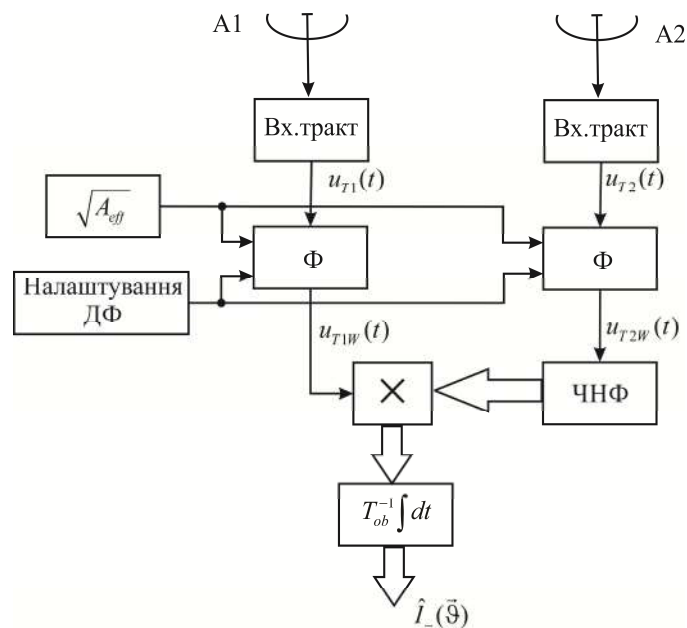


Рисунок 3.11 – Структурна схема двоантенної НШС РМС

Схема працює наступним чином. Сигнали з виходу антен A_1, A_2 проходять входні тракти (низькошумлячі підсилювачі по високій частоті, змішувачі, підсилювачі по проміжній частоті,...) приймача, які математично у частотній області можна описати дією функції $K(j2\pi f)$. Там же до сигналів додаються шуми. Далі сигнали поступають на систему узгоджених і декорелюючих фільтрів (Φ), робота яких передбачає наявність апріорних відомостей щодо поведінки СЩП і ефективної площі антени. На практиці ці фільтри можна виключити з розгляду. Після фільтрації в один із каналів вводяться затримки, що на сьогодні може бути реалізовано на частотнонезалежних фазообертачах (ЧНФ). Такі затримки забезпечують

фокусування антенної системи на різні кутові напрями. Далі сигнали (на рис. Р.11 позначено векторною стрілкою) надходять на векторний перемножувач і систему інтеграторів з коефіцієнтом підсилення T_{ob}^{-1} . На виході такої РМС формується оцінка РМЗ – інтенсивність радіотеплового випромінювання, як функція кутових координат.

Примітки

У алгоритм та ФН входить АЧХ просторово-частотного фільтру, яка складається з узгодженого з ефективною поверхнею антени фільтру, та декорелюючого фільтру. Проте знаменник на деяких просторових частотах може бути рівний нулю. Щоб попередити сингулярність розрахунків можна ввести у знаменник регуляризуючу добавку, а можна вирішити задачу з самого початку, модифікувавши рівняння спостереження, як це пропонувалося у [89]. Результати, отримані регуляризацією у кінцевому алгоритмі і за методикою [40] є близькими з точки зору інтерпретації фізичної сутності обробки сигналів.

3.2.1.1.4. Гранична похибка формування РМЗ

Граничну похибку [161, 163, 191] знайдемо у вигляді

$$\begin{aligned}
 \sigma^2(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) &= \left[0,5T_{ob} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{A_{eff}^2}{(B_{A+}B_{A-})^2} \left(B_{A-}^2 e^{j4\pi f(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0)\Delta\vec{a}_{12}c^{-1}} + B_{A+}^2 e^{-j4\pi f(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0)\Delta\vec{a}_{12}c^{-1}} \right) df \right]^{-1} = \\
 &= \left[0,5T_{ob} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{A_{eff}^2 e^{j4\pi f(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0)\Delta\vec{a}_{12}c^{-1}}}{(B_{A+})^2} + \frac{A_{eff}^2 e^{-j4\pi f(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0)\Delta\vec{a}_{12}c^{-1}}}{(B_{A-})^2} df \right]^{-1} = \\
 &= \left[0,5T_{ob} \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{A_{eff}^2}{(B_{Aij})^2} e^{j4\pi f(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0)\Delta\vec{a}_{ij}c^{-1}} df \right]^{-1}.
 \end{aligned}
 \tag{3.24}$$

3.2.1.2. Частковий випадок 2: триантенна радіометрична система

Аналогічно (3.7) матрицю СЦП для трьох антен запишемо у вигляді

$$\underline{G}_u(f, \cdot) = \frac{I}{2} |\dot{K}|^2 \begin{vmatrix} 0 & B_{A12} & B_{A13} \\ B_{A21} & 0 & B_{A23} \\ B_{A31} & B_{A32} & 0 \end{vmatrix}. \quad (3.25)$$

Тоді матриця, зворотна матриці функцій СЦП (3.25) прийме вигляд

$$\underline{G}_u^{-1}(f, \cdot) = \frac{I}{|\dot{K}|^2 \operatorname{Re} B_{A12} B_{A23} B_{A31}} \begin{vmatrix} -B_{A23} B_{A32} & B_{A13} B_{A32} & B_{A12} B_{A23} \\ B_{A23} B_{A31} & -B_{A13} B_{A31} & B_{A13} B_{A21} \\ B_{A21} B_{A32} & B_{A12} B_{A31} & -B_{A12} B_{A21} \end{vmatrix}. \quad (3.26)$$

Варіаційні похідні приймуть наступний вигляд:

$$\left. \frac{\delta \underline{G}_u(f, \cdot)}{\delta B(f, \vec{\vartheta}')} \right|_{f=\text{const}} = \frac{I}{2} A_{\text{eff}} |\dot{K}|^2 \begin{vmatrix} 0 & e^{j2\pi f(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) \Delta \vec{a}_{12} c^{-1}} & e^{j2\pi f(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) \Delta \vec{a}_{13} c^{-1}} \\ e^{j2\pi f(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) \Delta \vec{a}_{21} c^{-1}} & 0 & e^{j2\pi f(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) \Delta \vec{a}_{23} c^{-1}} \\ e^{j2\pi f(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) \Delta \vec{a}_{31} c^{-1}} & e^{j2\pi f(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) \Delta \vec{a}_{32} c^{-1}} & 0 \end{vmatrix}, \quad (3.27)$$

$$\begin{aligned} \left. \frac{\delta \underline{G}_u^{-1}(f, \cdot)}{\delta B(f, \vec{\vartheta}')} \right|_{f=\text{const}} &= \frac{\delta}{\delta B(f, \vec{\vartheta}')} \left[\frac{I}{|\dot{K}|^2 \operatorname{Re} B_{A12} B_{A23} B_{A31}} \begin{vmatrix} -B_{A23} B_{A32} & B_{A13} B_{A32} & B_{A12} B_{A23} \\ B_{A23} B_{A31} & -B_{A13} B_{A31} & B_{A13} B_{A21} \\ B_{A21} B_{A32} & B_{A12} B_{A31} & -B_{A12} B_{A21} \end{vmatrix} \right]_{f=\text{const}} = \\ &= -A_{\text{eff}} \frac{I}{|\dot{K}|^2 (\operatorname{Re} B_{A12} B_{A23} B_{A31})^2} \begin{vmatrix} Q_{11} & Q_{12} & Q_{13} \\ Q_{21} & Q_{22} & Q_{23} \\ Q_{31} & Q_{32} & Q_{33} \end{vmatrix}, \end{aligned} \quad (3.28)$$

де

$$\begin{aligned}
Q_{11} = & -B_{A23}B_{A32}B_{A13}B_{A32}e^{j\gamma_{21}} - B_{A23}B_{A32}B_{A12}B_{A23}e^{j\gamma_{31}} - \\
& -B_{A23}B_{A31}B_{A23}B_{A32}e^{j\gamma_{12}} + B_{A23}B_{A31}B_{A12}B_{A23}e^{j\gamma_{32}} - \\
& -B_{A21}B_{A32}B_{A23}B_{A32}e^{j\gamma_{13}} + B_{A21}B_{A32}B_{A13}B_{A32}e^{j\gamma_{23}},
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
Q_{12} = & B_{A13}B_{A32}B_{A13}B_{A32}e^{j\gamma_{21}} + B_{A13}B_{A32}B_{A12}B_{A23}e^{j\gamma_{31}} + \\
& + B_{A13}B_{A31}B_{A23}B_{A32}e^{j\gamma_{12}} - B_{A13}B_{A31}B_{A12}B_{A23}e^{j\gamma_{32}} - \\
& - B_{A12}B_{A31}B_{A23}B_{A32}e^{j\gamma_{13}} + B_{A12}B_{A31}B_{A13}B_{A32}e^{j\gamma_{23}},
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
Q_{13} = & B_{A12}B_{A23}B_{A13}B_{A32}e^{j\gamma_{21}} + B_{A12}B_{A23}B_{A12}B_{A23}e^{j\gamma_{31}} - \\
& - B_{A13}B_{A21}B_{A23}B_{A32}e^{j\gamma_{12}} + B_{A13}B_{A21}B_{A12}B_{A23}e^{j\gamma_{32}} + \\
& + B_{A12}B_{A21}B_{A23}B_{A32}e^{j\gamma_{13}} - B_{A12}B_{A21}B_{A13}B_{A32}e^{j\gamma_{23}},
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
Q_{21} = & B_{A23}B_{A32}B_{A13}B_{A31}e^{j\gamma_{21}} - B_{A23}B_{A32}B_{A13}B_{A21}e^{j\gamma_{31}} + \\
& + B_{A23}B_{A31}B_{A23}B_{A31}e^{j\gamma_{12}} + B_{A23}B_{A31}B_{A13}B_{A21}e^{j\gamma_{32}} + \\
& + B_{A21}B_{A32}B_{A23}B_{A31}e^{j\gamma_{13}} - B_{A21}B_{A32}B_{A13}B_{A31}e^{j\gamma_{23}},
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
Q_{22} = & -B_{A13}B_{A32}B_{A13}B_{A31}e^{j\gamma_{21}} + B_{A13}B_{A32}B_{A13}B_{A21}e^{j\gamma_{31}} - \\
& - B_{A13}B_{A31}B_{A23}B_{A31}e^{j\gamma_{12}} - B_{A13}B_{A31}B_{A13}B_{A21}e^{j\gamma_{32}} + \\
& + B_{A12}B_{A31}B_{A23}B_{A31}e^{j\gamma_{13}} - B_{A12}B_{A31}B_{A13}B_{A31}e^{j\gamma_{23}},
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
Q_{23} = & -B_{A12}B_{A23}B_{A13}B_{A31}e^{j\gamma_{21}} + B_{A12}B_{A23}B_{A13}B_{A21}e^{j\gamma_{31}} + \\
& + B_{A13}B_{A21}B_{A23}B_{A31}e^{j\gamma_{12}} + B_{A13}B_{A21}B_{A13}B_{A21}e^{j\gamma_{32}} - \\
& - B_{A12}B_{A21}B_{A23}B_{A31}e^{j\gamma_{13}} + B_{A12}B_{A21}B_{A13}B_{A31}e^{j\gamma_{23}},
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
Q_{31} = & -B_{A23}B_{A32}B_{A12}B_{A31}e^{j\gamma_{21}} + B_{A23}B_{A32}B_{A12}B_{A21}e^{j\gamma_{31}} + \\
& + B_{A23}B_{A31}B_{A21}B_{A32}e^{j\gamma_{12}} - B_{A23}B_{A31}B_{A12}B_{A21}e^{j\gamma_{32}} + \\
& + B_{A21}B_{A32}B_{A21}B_{A32}e^{j\gamma_{13}} + B_{A21}B_{A32}B_{A12}B_{A31}e^{j\gamma_{23}},
\end{aligned}$$

$$Q_{32} = B_{A13}B_{A32}B_{A12}B_{A31}e^{j\gamma_{21}} - B_{A13}B_{A32}B_{A12}B_{A21}e^{j\gamma_{31}} - \\ - B_{A13}B_{A31}B_{A21}B_{A32}e^{j\gamma_{12}} + B_{A13}B_{A31}B_{A12}B_{A21}e^{j\gamma_{32}} + \\ + B_{A12}B_{A31}B_{A21}B_{A32}e^{j\gamma_{13}} + B_{A12}B_{A31}B_{A12}B_{A31}e^{j\gamma_{23}},$$

$$Q_{33} = B_{A12}B_{A23}B_{A12}B_{A31}e^{j\gamma_{21}} - B_{A12}B_{A21}B_{A12}B_{A23}e^{j\gamma_{31}} + \\ + B_{A13}B_{A21}B_{A21}B_{A32}e^{j\gamma_{12}} - B_{A13}B_{A21}B_{A12}B_{A21}e^{j\gamma_{32}} - \\ - B_{A12}B_{A21}B_{A21}B_{A32}e^{j\gamma_{13}} - B_{A12}B_{A21}B_{A12}B_{A31}e^{j\gamma_{23}}.$$

Підставимо (3.25)–(3.28) у (3.3) і, виконавши розрахунки, отримаємо рішення рівняння правдоподібності у наступному вигляді:

$$\frac{1}{4} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{A_{eff}}{\operatorname{Re} B_{A12} B_{A23} B_{A31}} \left(\begin{array}{l} B_{A23} B_{A31} e^{j\gamma_{12}} + B_{A21} B_{A32} e^{j\gamma_{13}} + \\ + B_{A13} B_{A32} e^{j\gamma_{21}} + B_{A12} B_{A31} e^{j\gamma_{23}} + \\ + B_{A12} B_{A23} e^{j\gamma_{31}} + B_{A13} B_{A21} e^{j\gamma_{32}} \end{array} \right) df = \\ = \frac{1}{4} \frac{1}{T_{ob}} \int_{-\infty}^{\infty} A_{eff} \frac{1}{|\dot{K}|^2 (\operatorname{Re} B_{A12} B_{A23} B_{A31})^2} \left(\begin{array}{l} \dot{U}_{T,1}^* \dot{U}_{T,1} Q_{11} + \dot{U}_{T,2}^* \dot{U}_{T,1} Q_{12} + \dot{U}_{T,3}^* \dot{U}_{T,1} Q_{13} + \\ + \dot{U}_{T,1}^* \dot{U}_{T,2} Q_{21} + \dot{U}_{T,2}^* \dot{U}_{T,2} Q_{22} + \dot{U}_{T,3}^* \dot{U}_{T,2} Q_{23} + \\ + \dot{U}_{T,1}^* \dot{U}_{T,3} Q_{31} + \dot{U}_{T,2}^* \dot{U}_{T,3} Q_{32} + \dot{U}_{T,3}^* \dot{U}_{T,3} Q_{33} \end{array} \right) df. \quad (3.28.a)$$

Враховуючи наявність експоненціального множника у Q_{11} , Q_{22} , Q_{33} очевидна рівність

$$\frac{1}{4} \frac{1}{T_{ob}} \int_{-\infty}^{\infty} A_{eff} \frac{1}{|\dot{K}|^2 (\operatorname{Re} B_{A12} B_{A23} B_{A31})^2} \dot{U}_{T,i}^* \dot{U}_{T,i} Q_{ij} df = 0, \quad i = 1, 2, 3, \quad i \neq j.$$

Тоді (3.28.a) прийме вигляд

$$\begin{aligned} & \frac{1}{4} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{A_{eff}}{\operatorname{Re} B_{A12} B_{A23} B_{A31}} \left(\begin{aligned} & B_{A23} B_{A31} e^{j\gamma_{12}} + B_{A21} B_{A32} e^{j\gamma_{13}} + \\ & + B_{A13} B_{A32} e^{j\gamma_{21}} + B_{A12} B_{A31} e^{j\gamma_{23}} + \\ & + B_{A12} B_{A23} e^{j\gamma_{31}} + B_{A13} B_{A21} e^{j\gamma_{32}} \end{aligned} \right) df = \\ & = \frac{1}{4} \frac{1}{T_{ob}} \int_{-\infty}^{\infty} A_{eff} \frac{1}{|\dot{K}|^2 (\operatorname{Re} B_{A12} B_{A23} B_{A31})^2} \left(\begin{aligned} & \dot{U}_{T,2}^* \dot{U}_{T,1} Q_{12} + \dot{U}_{T,3}^* \dot{U}_{T,1} Q_{13} + \\ & + \dot{U}_{T,1}^* \dot{U}_{T,2} Q_{21} + \dot{U}_{T,3}^* \dot{U}_{T,2} Q_{23} + \\ & + \dot{U}_{T,1}^* \dot{U}_{T,3} Q_{31} + \dot{U}_{T,2}^* \dot{U}_{T,3} Q_{32} \end{aligned} \right) df, \end{aligned} \quad (3.28.6)$$

або

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} A_{eff} \operatorname{Re} \sum_{\substack{i=1 \\ j=\operatorname{rem}(i,3)+1 \\ k=\operatorname{rem}(j,3)+1}}^3 \frac{B_{Aij} B_{Ajk}}{\operatorname{Re} B_{Aij} B_{Ajk} B_{Aki}} e^{j2\pi f(\bar{g}-\bar{g}_0)\Delta\bar{a}_{ki}c^{-1}} df = \\ & = \frac{1}{4} \frac{1}{T_{ob}} \int_{-\infty}^{\infty} A_{eff} \frac{1}{|\dot{K}|^2 (\operatorname{Re} B_{A12} B_{A23} B_{A31})^2} \left(\begin{aligned} & \dot{U}_{T,2}^* \dot{U}_{T,1} Q_{12} + \dot{U}_{T,1}^* \dot{U}_{T,2} Q_{21} + \\ & + \dot{U}_{T,3}^* \dot{U}_{T,2} Q_{23} + \dot{U}_{T,2}^* \dot{U}_{T,3} Q_{32} + \\ & + \dot{U}_{T,1}^* \dot{U}_{T,3} Q_{31} + \dot{U}_{T,3}^* \dot{U}_{T,1} Q_{13} \end{aligned} \right) df, \end{aligned} \quad (3.28.в)$$

де $\operatorname{rem}(p, q)$ – остаток від ділення (ділення числа p по модулю q)

$$\begin{aligned} & 2 \operatorname{Re} \sum_{\substack{i=1 \\ j=\operatorname{rem}(i,3)+1 \\ k=\operatorname{rem}(j,3)+1}}^3 \frac{B_{Aij} B_{Ajk}}{\operatorname{Re} B_{Aij} B_{Ajk} B_{Aki}} e^{j2\pi f(\bar{g}-\bar{g}_0)\Delta\bar{a}_{ki}c^{-1}} = \frac{1}{\operatorname{Re} B_{Aij} B_{Ajk} B_{Aki}} (B_{A23} B_{A31} e^{j\gamma_{12}} + B_{A21} B_{A32} e^{j\gamma_{13}} + \\ & + B_{A13} B_{A32} e^{j\gamma_{21}} + B_{A12} B_{A31} e^{j\gamma_{23}} + B_{A12} B_{A23} e^{j\gamma_{31}} + B_{A13} B_{A21} e^{j\gamma_{32}}) = \\ & = \frac{2}{\operatorname{Re} B_{A12} B_{A23} B_{A31}} \left(\operatorname{Re} B_{A23} B_{A31} e^{j2\pi f(\bar{g}-\bar{g}_0)\Delta\bar{a}_{12}c^{-1}} + \operatorname{Re} B_{A12} B_{A31} e^{j2\pi f(\bar{g}-\bar{g}_0)\Delta\bar{a}_{23}c^{-1}} + \operatorname{Re} B_{A12} B_{A23} e^{j2\pi f(\bar{g}-\bar{g}_0)\Delta\bar{a}_{31}c^{-1}} \right). \end{aligned}$$

В множниках Q_{ij} містяться комплексні експоненти, аргументи яких пропорційні базам трьох інтерферометрів. Очевидно, що виконується наступні умови:

$$\left\{ \begin{aligned} & \frac{1}{4} \frac{1}{T_{ob}} \int_{-\infty}^{\infty} A_{eff} \frac{1}{|\dot{K}|^2 (\operatorname{Re} B_{A12} B_{A23} B_{A31})^2} (\dot{U}_{T,i} \dot{U}_{T,j}^* Q_{ij} + \dot{U}_{T,i}^* \dot{U}_{T,j} Q_{ji}) df = \\ & = \frac{1}{4} \frac{1}{T_{ob}} \int_{-\infty}^{\infty} A_{eff} \frac{1}{|\dot{K}|^2 (\operatorname{Re} B_{A12} B_{A23} B_{A31})^2} Q_B (\dot{U}_{T,i} \dot{U}_{T,j}^* e^{j\gamma_{ij}} + \dot{U}_{T,i}^* \dot{U}_{T,j} e^{j\gamma_{ji}}) df, \quad (i, j = 1, 2, 3), \\ & \frac{1}{4} \frac{1}{T_{ob}} \int_{-\infty}^{\infty} A_{eff} \frac{1}{|\dot{K}|^2 (\operatorname{Re} B_{A12} B_{A23} B_{A31})^2} Q_Z (\dot{U}_{T,i} \dot{U}_{T,j}^* e^{j\gamma_{ik}} + \dot{U}_{T,i}^* \dot{U}_{T,j} e^{j\gamma_{ki}}) df = 0, \end{aligned} \right.$$

де Q_B – множник при комплексній експоненті $e^{j\gamma_{ij}}$ чи $e^{j\gamma_{ji}}$, Q_Z – множник при комплексній експоненті $e^{j\gamma_{ik}}$ чи $e^{j\gamma_{ki}}$.

Тоді (3.28.в) перепишемо у наступному вигляді:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} A_{eff} \operatorname{Re} \sum_{\substack{i=1 \\ j=\operatorname{rem}(i,3)+1 \\ k=\operatorname{rem}(j,3)+1}}^3 \frac{B_{Aij} B_{Ajk}}{\operatorname{Re} B_{Aij} B_{Ajk} B_{Aki}} e^{j2\pi f(\vec{g}-\vec{g}_0)\Delta\vec{a}_{ki}c^{-1}} df = \\ & = \frac{1}{4} \frac{1}{T_{ob}} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{A_{eff}}{|\dot{K}|^2 (\operatorname{Re} B_{A12} B_{A23} B_{A31})^2} \left(\begin{aligned} & B_{A23}^2 B_{A31}^2 \dot{U}_{T,1} \dot{U}_{T,2}^* e^{j\gamma_{12}} + B_{A13}^2 B_{A32}^2 \dot{U}_{T,1} \dot{U}_{T,2}^* e^{j\gamma_{21}} + \\ & + B_{A12}^2 B_{A31}^2 \dot{U}_{T,2} \dot{U}_{T,3}^* e^{j\gamma_{23}} + B_{A21}^2 B_{A13}^2 \dot{U}_{T,2} \dot{U}_{T,3}^* e^{j\gamma_{32}} + \\ & + B_{A12}^2 B_{A23}^2 \dot{U}_{T,1} \dot{U}_{T,3}^* e^{j\gamma_{31}} + B_{A21}^2 B_{A32}^2 \dot{U}_{T,1} \dot{U}_{T,3}^* e^{j\gamma_{13}} \end{aligned} \right) df, \end{aligned}$$

або

$$\begin{aligned} & \operatorname{Re} \int_{-\infty}^{\infty} A_{eff} \sum_{\substack{i=1 \\ j=\operatorname{rem}(i,3)+1 \\ k=\operatorname{rem}(j,3)+1}}^3 \frac{B_{Aij} B_{Ajk}}{\operatorname{Re} B_{Aij} B_{Ajk} B_{Aki}} e^{j2\pi f(\vec{g}-\vec{g}_0)\Delta\vec{a}_{ki}c^{-1}} df = \\ & = \frac{1}{T_{ob}} \operatorname{Re} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{\substack{i=1 \\ j=\operatorname{rem}(i,3)+1 \\ k=\operatorname{rem}(j,3)+1}}^3 \dot{U}_{T,k,W} \dot{U}_{T,i,W}^* e^{j2\pi f(\vec{g}-\vec{g}_0)\Delta\vec{a}_{ki}c^{-1}} df, \end{aligned} \tag{3.28.Г}$$

де $\dot{U}_{T,k,W} = \frac{\sqrt{A_{eff}} B_{Aij} B_{Ajk}}{|K| \operatorname{Re} B_{Aij} B_{Ajk} B_{Aki}} \dot{U}_{T,k}$ – спектр спостереження після вибілюючого фільтру.

В (3.28.г) міститься і фізична сутність РМЗ (див. ліву частину), і алгоритм обробки сигналів (див. праву частину). Фізична сутність повністю відповідає розглянутій вище у розділі 2.

Алгоритм обробки ПЧ НШС сигналів в правій частині (3.28.г) доцільно представити у часовій області. Використовуючи властивості перетворення Фур'є, перепишемо праву частину в вигляді

$$\frac{2}{T_{ob}} \sum_{\substack{i=1 \\ j=\operatorname{rem}(i,3)+1 \\ k=\operatorname{rem}(j,3)+1}}^3 \int_0^{T_{ob}} u_{k,W}(t) u_{i,W}(t - 2\pi f(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) \Delta \vec{a}_{ki} c^{-1}) dt, \quad (3.29)$$

де $u_{k,W}(t) = F^{-1}\{\dot{U}_{T,k,W}\}$ – спостереження у часовій області після вибілюючої фільтрації.

Структурна схема РМК, обробка сигналів у якому відповідає алгоритму (3.29), наведена на рис. 3.12.

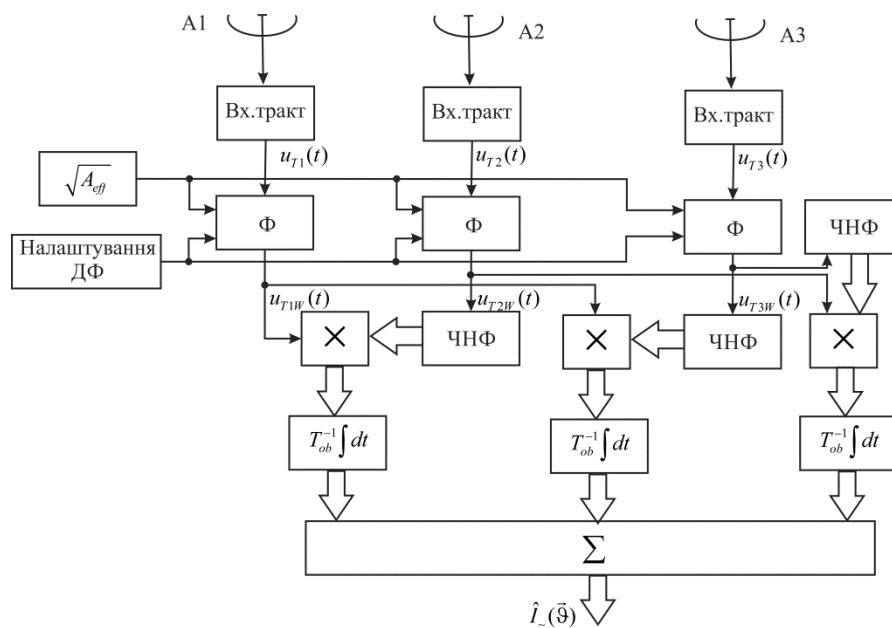


Рисунок 3.12 – Структурна схема триантенного РМК

На відміну від РМС, показаної на рис. 3.11, синтезована структура містить три інтерферометричні пари, вихідні ефекти яких складаються, формуючи РМЗ биль високого розрізнення.

Якість РМЗ значною мірою залежатиме від ФН такого РМК. Знайдемо ФН РМК у вигляді (залежністю радіояскравості точкового джерела від частоти знехтуємо, щоб не виконувати нормування ФН)

$$\begin{aligned} \psi(\cdot) = & \operatorname{Re} \int_{-\infty}^{\infty} A_{\text{eff}}(f, \vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0) A_{\text{eff}}(f, \vec{\mathcal{G}}'_0 - \vec{\mathcal{G}}_0) A_{\text{eff}}(f, \vec{\mathcal{G}}''_0 - \vec{\mathcal{G}}_0) \times \\ & \times \sum_{\substack{i=1 \\ j=\text{rem}(i,3)+1 \\ k=\text{rem}(j,3)+1}}^3 \frac{e^{j2\pi f(\vec{\mathcal{G}}'_0 - \vec{\mathcal{G}}_0)\Delta\vec{a}_{ij}c^{-1}} e^{j2\pi f(\vec{\mathcal{G}}''_0 - \vec{\mathcal{G}}_0)\Delta\vec{a}_{jk}c^{-1}} e^{j2\pi f(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0)\Delta\vec{a}_{ki}c^{-1}}}{\operatorname{Re} B_{Aij} B_{Ajk} B_{Aki}} df. \end{aligned} \quad (3.30)$$

Із аналізу цього виразу слідує, що ФН триантенної системи приблизно відповідає суперпозиції ФН трьох інтерферометрів, які входять до РМК.

3.2.2. Узагальнення результатів на випадок радіометричного комплексу з M -елементною антенною системою

До отриманих у п.п. 3.2.1 результатів застосуємо метод математичної індукції. Нескладно перевірити, що узагальнене (для M антенної системи довільної форми) вирішення рівняння правдоподібності (3.3), яке у правій частині містить алгоритм обробки ПЧ НШС сигналів, може бути представлено у наступному вигляді:

$$\begin{aligned}
& \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^M \int_{-\infty}^{\infty} A_{eff} \left(f, \vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0 \right) \dot{G}_{ji}^{-1}(\cdot) e^{j2\pi f (\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0) \Delta \vec{a}_{ij} c^{-1}} df = \\
& = \frac{1}{T_{ob}} \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^M \int_{-\infty}^{\infty} A_{eff} \left(f, \vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0 \right) \left| \dot{K}(j2\pi f) \right|^2 \left[\dot{G}_{ji}^{-1}(\cdot) \right]^2 \times \\
& \quad \times \dot{U}_{T,i}(j2\pi f) \dot{U}_{T,j}^*(j2\pi f) e^{j2\pi f (\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0) \Delta \vec{a}_{it} c^{-1}} df,
\end{aligned} \tag{3.31}$$

де $\dot{G}_{ji}^{-1}(\cdot)$ – ij -й елемент матриці, зворотної до матриці СЦП.

Фундаментальне значення отриманого рішення (3.31) у тому, що для синтезу алгоритму для довільного числа антен не потрібно розраховувати похідну матриці, зворотної до матриці СЦП. Достатньо розрахувати матрицю $\underline{G}^{-1}(\cdot)$. Цю перевагу можна продемонструвати на прикладі антенної системи з $M=5$. Відмічаю, що пошук похідної від зворотної матриці для $M=5$ є досить складним процесом і отриманий результат (враховуючи, що кожен елемент залежить від змінної диференціювання) буде занадто громіздким, щоб його можна було аналізувати. Тому на сьогодні, точного рішення задачі відтворення РМЗ за допомогою ПРТК з антенною системою з довільним числом антен при спостереженні НШС сигналів на фоні корельованих шумів не існувало.

У часовій області алгоритм обробки сигналів з (3.31) перепишемо так

$$\hat{I}_{A\sim}(\vec{\mathcal{G}}) = \frac{1}{T_{ob}} \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^M \int_0^{T_{ob}} u_{1,W}(t) u_{2,W} \left(t - 2\pi f (\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0) \Delta \vec{a}_{ij} c^{-1} \right) dt, \tag{3.32}$$

де $u_{1,W}(t) = F^{-1} \left\{ \sqrt{A_{eff} \left(f, \vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0 \right)} \left| \dot{K}(j2\pi f) \right| \dot{G}_{ji}^{-1}(\cdot) \dot{U}_{T,i}(j2\pi f) \right\}$ – спостереження у часовій області після вибілюючої фільтрації у фільтрі з передаточною характеристикою $\sqrt{A_{eff} \left(f, \vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0 \right)} \left| \dot{K}(j2\pi f) \right| \dot{G}_{ji}^{-1}(\cdot)$.

На рис. 3.13 показано структурну схему ПРТК з M елементною антенною системою.

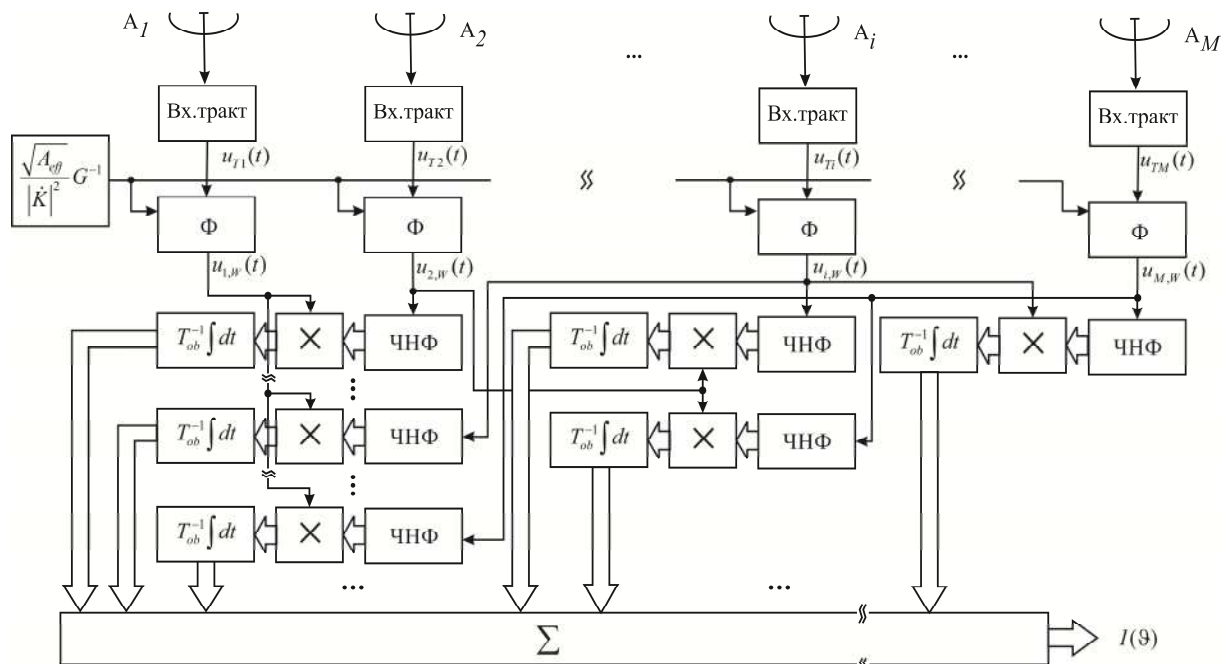


Рисунок 3.13 – Структурна схема ПРТК

Сигнали з виходів вхідних частин приймачів надходять на фільтри (Φ) з передавальними характеристиками $\sqrt{A_{eff}} \left(f, \vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0 \right) \left| \dot{K}(j2\pi f) \right| \dot{G}_{ji}^{-1}(\cdot)$ і далі на систему кореляторів (\times і $T_{ob}^{-1} \int dt$). На вхід кореляторів надходить сигнал з виходу i -го фільтра Φ одного каналу без затримки і сукупність (вектор) сигналів, отриманих пропусканням сигналу з виходу j -го фільтра через систему частотно-незалежних фазообертачів (ЧНФ). На виході кожного корелятора формується оцінка інтенсивності, як функції просторових координат. Виходи всіх пар кореляторів складаються. При правильно підбраній геометрії антеної системи і робочому діапазоні частот забезпечується формування РМЗ високого просторового розрізнення.

Із лівої частини (3.31) вичленимо ФН ПРТК M -елементної антеної системи у наступному вигляді

$$\Psi(\cdot) = \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^M \int_{-\infty}^{\infty} A_{eff}(f, \vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) \dot{G}_{ji}^{-1}(\cdot, B(f, \vec{\vartheta}) = \delta(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0)) e^{j2\pi f(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) \Delta \vec{a}_{ij} c^{-1}} df, \quad (3.33)$$

де $\dot{G}_{ji}^{-1}(\cdot, B(f, \vec{\vartheta}) = \delta(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0))$ – ij -й елемент матриці, зворотної до матриці СЦП, в якому введено заміну $B(f, \vec{\vartheta}) = \delta(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0)$.

Зокрема, для $M = 2$ отримаємо (3.20)

$$\begin{aligned} \Psi(\cdot) &= \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{A_{eff}(f, \vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0)}{\dot{B}_{ij}} e^{j2\pi f(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) \Delta \vec{a}_{ij} c^{-1}} df \Bigg|_{B(f, \vec{\vartheta}) = \delta(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0)} = \\ &= \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{A_{eff}(f, \vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0)}{\int_{-\infty}^{\infty} A_{eff}(f, \vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) \delta(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) e^{j2\pi f(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) \Delta \vec{a}_{ij} c^{-1}} d\vec{\vartheta}} e^{j2\pi f(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) \Delta \vec{a}_{ij} c^{-1}} df = \\ &= \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{A_{eff}(f, \vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0)}{A_{eff}(f, 0)} e^{j2\pi f(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) \Delta \vec{a}_{ij} c^{-1}} df. \end{aligned}$$

Як відмічалось у **Примітці** в кінці п.п. 3.2.1.2, з метою запобігання сингулярним рішенням можна в знаменник отриманих виразів вводити регуляризуючу добавку.

Граничну похибку формування зображення знайдемо в узагальненому вигляді так

$$\begin{aligned} \sigma_B^2(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) &= - \left(spur \frac{T_{ob}}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\delta \underline{G}(\cdot)}{\delta B(f, \vec{\vartheta}')} \frac{\delta \underline{G}^{-1}(\cdot)}{\delta B(f, \vec{\vartheta}')} df \right)^{-1} = \\ &= \left(spur \frac{T_{ob}}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\delta \underline{G}(\cdot)}{\delta B(f, \vec{\vartheta}')} \underline{G}^{-1}(\cdot) \frac{\delta \underline{G}(\cdot)}{\delta B(f, \vec{\vartheta}')} \underline{G}^{-1}(\cdot) df \right)^{-1} = \quad (3.34) \\ &= \left(spur \frac{T_{ob}}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\frac{\delta \underline{G}(\cdot)}{\delta B(f, \vec{\vartheta}')} \underline{G}^{-1}(\cdot) \right]^2 df \right)^{-1} = \left(\frac{T_{ob}}{2} \int_{-\infty}^{\infty} spur [\underline{Z}(\cdot)]^2 df \right)^{-1}, \end{aligned}$$

де введено матрицю $\underline{Z}(\cdot) = \frac{\delta \underline{G}(\cdot)}{\delta B(\mathbf{f}, \vec{\mathcal{G}}')} \underline{G}^{-1}(\cdot)$ з елементами

$$Z_{ij}(\cdot) = \sum_{r=1}^M \exp\{j2\pi f(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0) \Delta \vec{a}_{ir} c^{-1}\} G_{rj}^{-1}(\cdot), \quad G_{rj}^{-1}(\cdot) - rj\text{-й елемент матриці}$$

$\underline{G}^{-1}(\cdot)$, а слід цієї матриці можна представити наступним чином:

$$\begin{aligned} spur[\underline{Z}(\cdot)]^2 &= \sum_{i=1}^M Z_{ii}^2(\cdot) + 2 \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^M Z_{ij}(\cdot) Z_{ji}(\cdot) = 2^{1-\delta_{ij}} \sum_{i,j=1}^M Z_{ij}(\cdot) Z_{ji}(\cdot) = \\ &= 2^{1-\delta_{ij}} \sum_{i,j=1}^M \left[\left\{ \sum_{r=1}^M \exp\{j2\pi f(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0) \Delta \vec{a}_{ir} c^{-1}\} G_{rj}^{-1}(\cdot) \right\} \times \right. \\ &\quad \left. \times \left\{ \sum_{r=1}^M \exp\{j2\pi f(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0) \Delta \vec{a}_{jr} c^{-1}\} G_{ri}^{-1}(\cdot) \right\} \right], \end{aligned} \quad (3.35)$$

$$\delta_{ij} = \begin{cases} 1 & i = j, \\ 0 & i \neq j. \end{cases}$$

3.3. Квазіоптимальна обробка сигналів у РМК з M -елементною антенною системою

Для багатьох практичних задач, реалізація складних вибілюючих фільтрів є не обов'язковою. Особливо це актуально з економічної точки зору. Тому у ряді випадків доцільно використовувати квазіоптимальні алгоритми обробки сигналів. При цьому алгоритм (3.32) запишемо наступним чином

$$\hat{I}_{QA\sim}(\vec{\mathcal{G}}) = \frac{1}{T_{ob}} \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^M \int_0^{T_{ob}} u_1(t) u_2(t - 2\pi f(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0) \Delta \vec{a}_{ij} c^{-1}) dt, \quad (3.36)$$

де $u_i(t)$ – спостереження у часовій області на виході i -го каналу (вибілюючі фільтри відсутні), $\hat{I}_{QA\sim}(\vec{\mathcal{G}})$ – оцінка «тонкої структури» зображення – інтенсивність, отримана шляхом квазіоптимальної обробки сигналів.

Структурна схема ПРТК з квазіоптимальною обробкою сигналів згідно (3.36), показана на рис. 3.14.

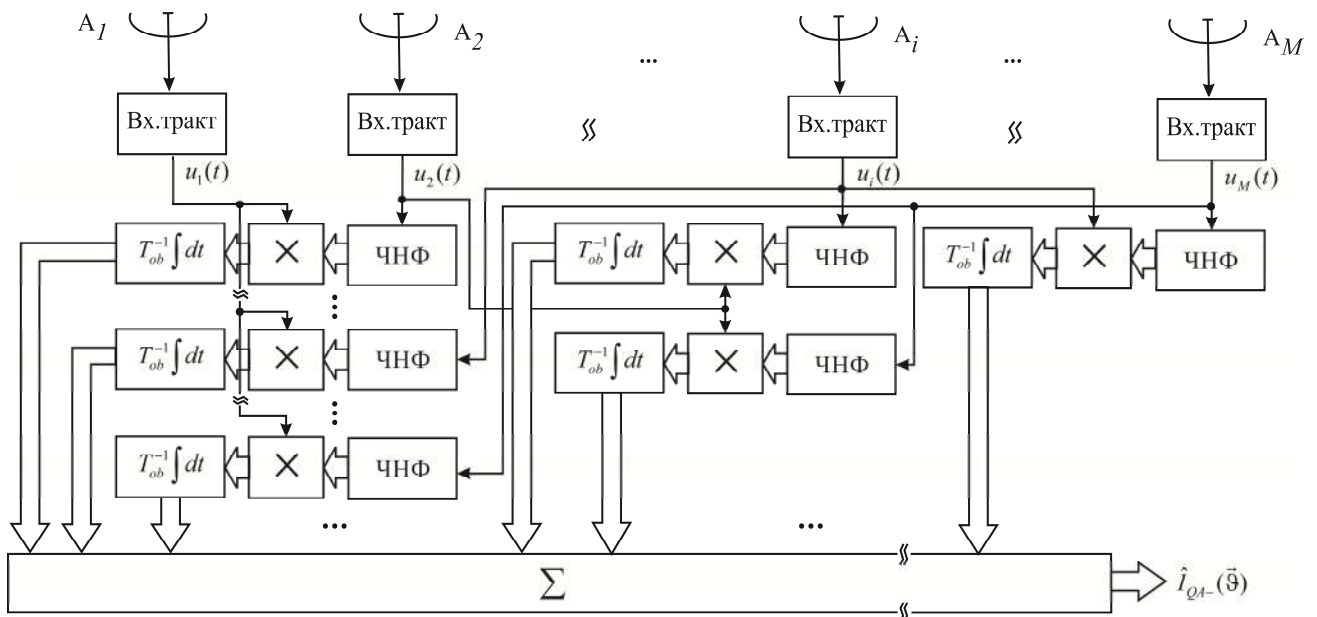


Рисунок 3.14 – Структурна схема ПРТК з квазіоптимальної обробкою сигналів

Структурна схема, наведена на рис. 3.14 подібна до показаної на рис. 3.13, але на відміну від неї не містить блоків вибілюючої фільтрації (Ф), та блоку $\sqrt{A_{eff}(f, \vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0)} |K(j2\pi f)| \dot{G}_{ji}^{-1}(\cdot)$ настройки цих фільтрів. Тому основні операції просторово-часової обробки сигналів у ПРТК подібні до розглянутих при аналізі рис. 3.13.

Функція невизначеності (3.33) при квазіоптимальній обробці сигналів прийме вигляд

$$\Psi_Q(\cdot) = \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^M \int_{-\infty}^{\infty} A_{eff}(f, \vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) e^{j2\pi f(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) \Delta \vec{a}_{ij} c^{-1}} df. \quad (3.37)$$

Формули (3.36), (3.37) дають інженерне уявлення щодо принципу побудови ПРТК та аналізу його характеристик спрямованості. Вони можуть

бути використані на етапі проектування ПРТК з довільною кількістю антен і конфігурацією їх розміщення, а також стосовно довільного вигляду смуги пропускання.

Висновки до розділу

Матеріали розділу містять наступні наукові результати:

- уперше синтезовано математично точні алгоритми оптимальної обробки надширокосмугових сигналів у радіометричних комплексах з M -елементними антенними решітками довільної просторової конфігурації. Ці алгоритми містять вибілюючі фільтри для знаходження передаточних характеристик яких не потрібно розраховувати похідну матриці, зворотної до матриці спектральних щільностей потужності, що суттєво знижує розрахункові затрати при структурному синтезі комплексів з $M \geq 3$;
- уперше отримано точні аналітичні вирази для функції невизначеності радіометричних комплексів з обробкою надширокосмугових сигналів, які дозволять на етапі проектування системи дослідити її характеристики спрямованості;
- знайдено аналітичний вираз для оцінки граничної похибки, з аналізу якої слідує, що точність зростатиме при розширенні смуги робочих частот кожного з каналів радіометричного комплексу, збільшенні часу спостереження та кількості антен у антенній системі. Аналіз виразу дозволяє обґрунтувати доцільність побудови радіометричних комплексів з надширокосмуговими вхідними трактами;
- виконано перехід до квазіоптимальної обробки сигналів, що забезпечує більшу практичну значущість отриманих алгоритмів. Розроблено узагальнену структурну схему комплексу з квазіоптимальною обробкою надширокосмугових радіометричних систем;
- визначено та досліджено функцію невизначеності радіометричного комплексу з квазіоптимальною обробкою надширокосмугових

сигналів, що дозволяє більш просто реалізувати її моделювання з використанням сучасних обчислювальних засобів.

З аналізу функцій невизначеності слідує що традиційне для активної радіолокації розподілення вузькосмугова-широкосмугова-надширокосмугова система по відношенню ширини робочої смуги до центральної частоти налаштування приймача не справедливе для пасивної радіолокації. Виникає необхідність детального дослідження границь такого переходу, яке проводиться у наступному розділі.

РОЗДІЛ 4.

ДОСЛІДЖЕННЯ ФН РМК. РОЗРОБЛЕННЯ КРИТЕРІЇВ ВУЗЬКОСМУГОВОСТІ, ШИРОКОСМУГОВОСТІ ТА НАДШИРОКОСМУГОВОСТІ РАДІОМЕТРИЧНИХ КОМПЛЕКСІВ

На сьогодні [181, 192, 193] один з основних критеріїв за яким активні радіолокаційні системи розділяють на вузькосмугові, широкосмугові та НШС є порівняння з порогом відношення ширини смуги ΔF робочих частот до центральної частоти f_0 високочастотної частини приймача. Зокрема, вважається, що радіолокаційні системи, які задовольняють умові $\Delta F / f_0 \leq 0,01$ – є вузькосмуговими, умові $0,01 < \Delta F / f_0 \leq 0,2$ – є широкосмуговими і умові $0,02 < \Delta F / f_0 < 2$ – є надширокосмуговими. Таке розподілення, як показано нижче, не може бути перенесено на класифікацію ПРТК. У розділі не уточнюються відомі критерії, а розробляються нові критерії класифікації ПРТК, засновані на аналізі форми їхньої ФН. Розробці критерію передують ґрунтовне дослідження ФН ПРТК.

Крім цього у розділі розробляється методика підвищення якості РМЗ, за рахунок фільтрації у фільтрі, що реалізує просторову декореляцію РМЗ. Пропонується узагальнена схема ПРТК з первинною і вторинною обробкою сигналів.

Матеріали розділу опубліковані у [89, 90, 102, 109, 110, 113, 116, 117].

4.1. Дослідження ФН РМК з квазіоптимальною обробкою сигналів

При дослідженні ФН РМК з багатoeлементними антенними системами слід враховувати, що вона значною мірою залежатиме від геометрії їх просторового положення.

ФН РМК (3.37) перепишемо наступним чином

$$\begin{aligned}
\Psi_{\mathcal{Q}}(\cdot) &= \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^M \int_{-\infty}^{\infty} A_{eff}(f, \vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0) e^{j2\pi f(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0)\Delta\vec{a}_{ij}c^{-1}} df = \\
&= \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^M \int_{-\infty}^{\infty} A_{eff}(f, \mathcal{G}_x - \mathcal{G}_{x0}, \mathcal{G}_y - \mathcal{G}_{y0}) e^{j2\pi f(a_{xij}\mathcal{G}_x - a_{xij}\mathcal{G}_{x0} + a_{yij}\mathcal{G}_y - a_{yij}\mathcal{G}_{y0})c^{-1}} df = \left| \begin{array}{l} f_{xij} = fa_{xij}c^{-1} \\ df = a_{xij}^{-1}c df_{xij} \end{array} \right| = \\
&= \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^M a_{xij}^{-1}c \int_{-\infty}^{\infty} A_{eff}(f_{xij}a_{xij}^{-1}c, \mathcal{G}_x - \mathcal{G}_{x0}, \mathcal{G}_y - \mathcal{G}_{y0}) e^{j2\pi f_{xij}(\mathcal{G}_x - \mathcal{G}_{x0} + a_{yij}a_{xij}^{-1}(\mathcal{G}_y - \mathcal{G}_{y0}))} df_{xij} = \\
&= 2 \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^M a_{xij}^{-1}c \int_0^{\infty} A_{eff}(f_{xij}a_{xij}^{-1}c, \mathcal{G}_x - \mathcal{G}_{x0}, \mathcal{G}_y - \mathcal{G}_{y0}) \cos(2\pi f_{xij}(\mathcal{G}_x - \mathcal{G}_{x0} + a_{yij}a_{xij}^{-1}(\mathcal{G}_y - \mathcal{G}_{y0}))) df_{xij},
\end{aligned} \tag{4.1}$$

де $f_{xij} = fa_{xij}c^{-1}$ – просторова частота, $\Delta\vec{a}_{ij} = [a_{xij}, a_{yij}]$. При записі правої частини (4.1) враховано розкладання комплексної експоненти по формулі Ейлера та рівність нулю інтеграла з синусною складовою (функція $A_{eff}(\cdot)$ є парною по змінній f_{xij}).

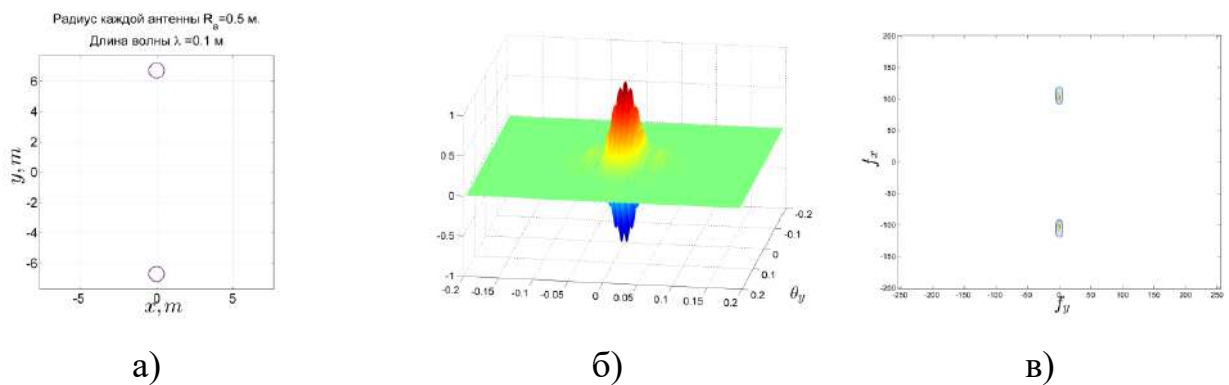
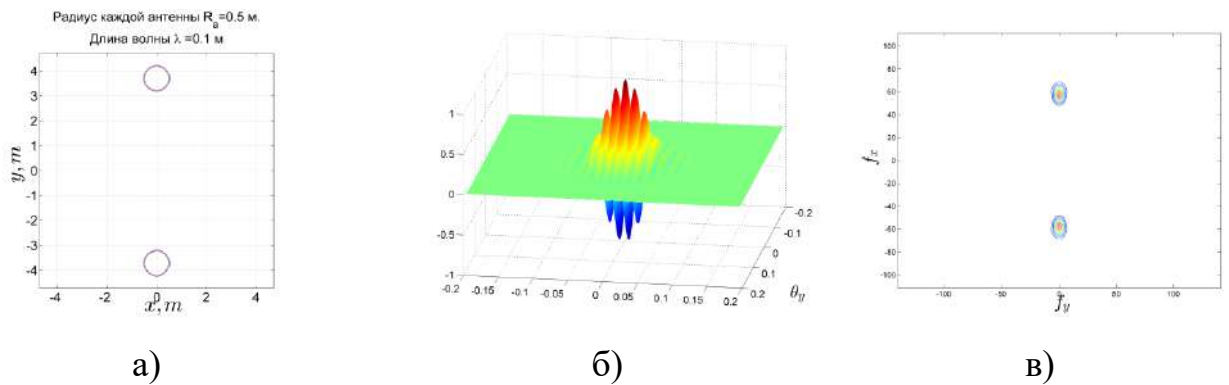
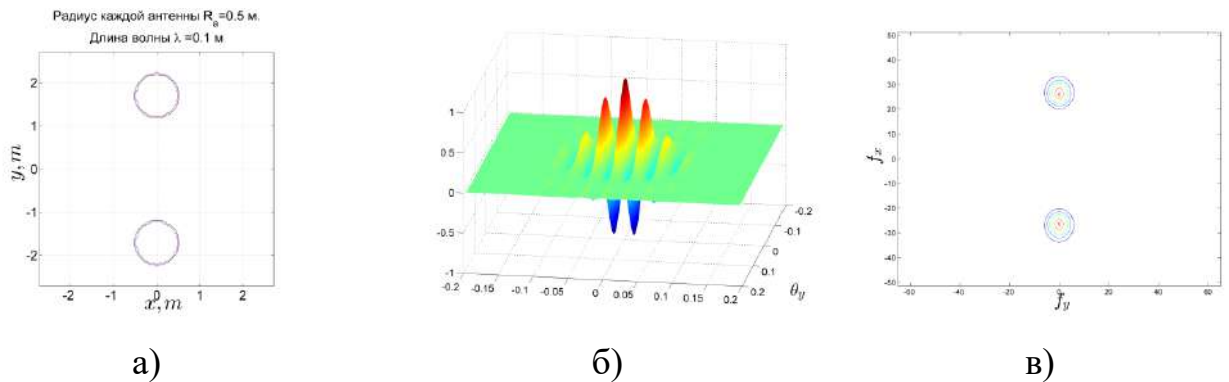
На рівні з ФН РМК (4.1) для дослідження властивостей РМК в радіоастрономічних задачах аналізують функцію просторово-спектральної чутливості (ФПСЧ), яка пов'язана з ФН двовимірним перетворенням Фур'є по кутовим координатам, тобто

$$\begin{aligned}
\Lambda_{\mathcal{Q}}(\cdot) &= F_{2D, \vec{\mathcal{G}}} \{ \Psi_{\mathcal{Q}}(\cdot) \} = \\
&= \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^M \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} A_{eff}(f, \vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0) e^{j2\pi f(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0)\Delta\vec{a}_{ij}c^{-1}} df e^{-j2\pi f(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0)\Delta\vec{a}_{ij}c^{-1}} d\vec{\mathcal{G}} = \\
&= \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^M \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} A_{eff}(f, \mathcal{G}_x - \mathcal{G}_{x0}, \mathcal{G}_y - \mathcal{G}_{y0}) \times \\
&\quad \times e^{j2\pi((fa_{xij} - fa'_{xij})(\mathcal{G}_x - \mathcal{G}_{x0}) + (fa_{yij} - fa'_{yij})(\mathcal{G}_y - \mathcal{G}_{y0}))c^{-1}} df d\mathcal{G}_x d\mathcal{G}_y.
\end{aligned} \tag{4.2}$$

Дослідимо ФН РМК і ФПСЧ з антенними системами з різною кількістю елементів.

4.1. ФН РМК при $M = 2$. Залежність від бази.

Геометрії розміщення двох антен з різними базами показано на рис. 4.1.а– 4.5.а. Відповідні їм зображення ФН РМК наведені на рис. 4.1.б–4.5.б, а зображення ФПСЧ – на рис 4.1.в– 4.5.в. При моделюванні рис. 4.1–4.5 прийнято значення $\Delta F / f_0 = 0,2$, що відповідає класичному представленню границі надширокосмуговості.



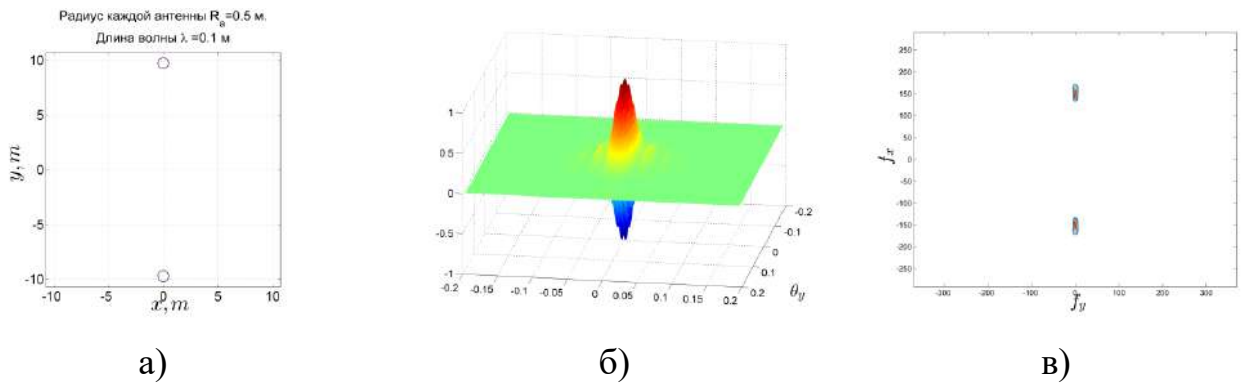


Рис. 4.4. База 19,41 м

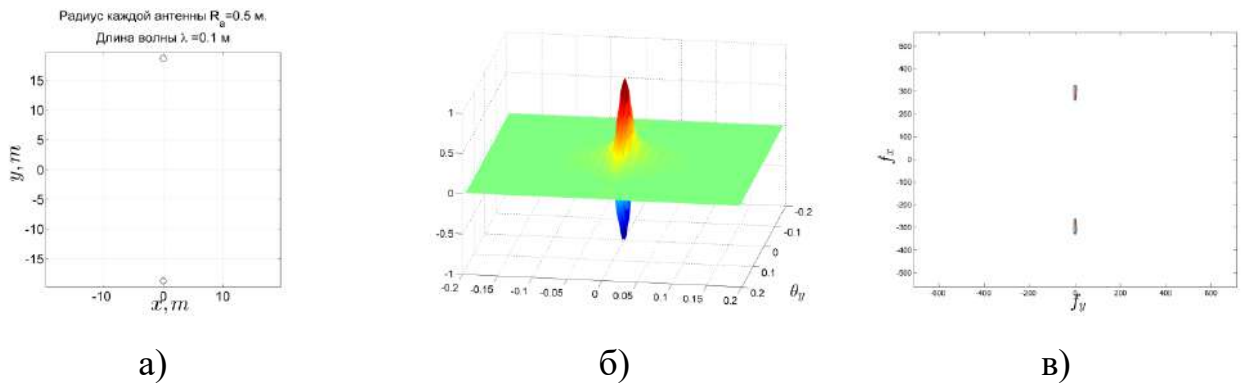


Рис. 4.5. База 38,41 м

З аналізу рис. 4.1– 4.5 слідує, що при фіксованому відношенні $\Delta F / f_0 = 0,2$ розширення області просторової спектральної чутливості відбувається за рахунок розширення бази антени. Також з цих графіків слідує, що ПРТК у різних просторових напрямках та при різних геометріях антенної системи може проявляти чи не проявляти властивості надширокосмуговості. Зокрема, з рис. 4.1 слідує, що ПРТК з двоантенною системою (база 3,41 м) не проявляє властивостей ширококумовості. У той же час, збільшуючи базу антенної системи (див. рис. 4.2– 4.5) спостерігається і розширення (поки що тільки вздовж просторових частот f_x) області просторової спектральної чутливості ($\text{supp}\Lambda_Q(\cdot)$). Це має важливе значення і призводить до нового ефекту «модуляція синком» ФН ПРТК, яке виникає при обробці сигналів у НШС ПРТК і не присутнє при обробці у виконанні умови КМН.

4.2. Ефект «модуляції синком» ФН НШС ПРТК

Пояснити явище «модуляції синком» ФН ПРТК можна на прикладі аналізу січних ФН ПРТК (див. рис. 4.1.б– 4.5.б) площиною (ϑ_x, θ, z) . Ці січні наведені на рис. 4.6– 4.10.

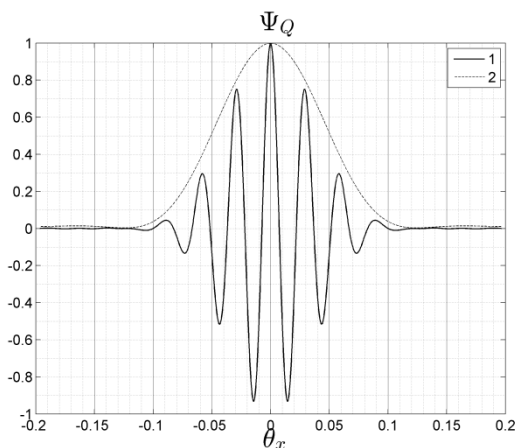


Рис. 4.6. Січна ФН, наведеної на рис. 4.1 – 1, огинаюча ФН елементарної антени – 2

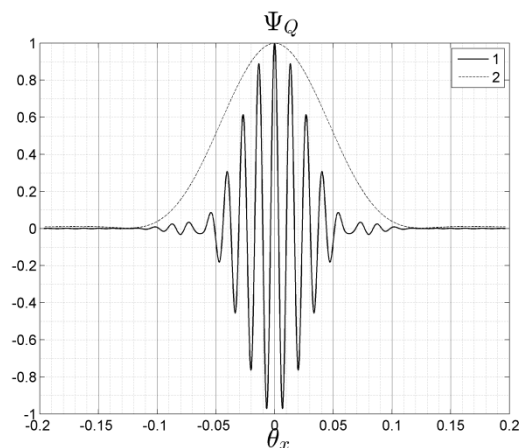


Рис. 4.7. Січна ФН, наведеної на рис. 4.2 – 1, огинаюча ФН елементарної антени – 2

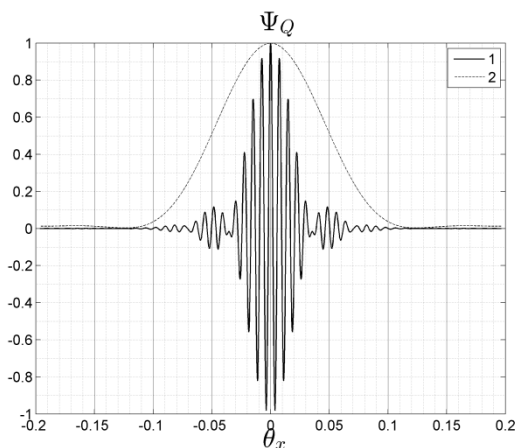


Рис. 4.8. Січна ФН, наведеної на рис. 4.3 – 1, огинаюча ФН елементарної антени – 2

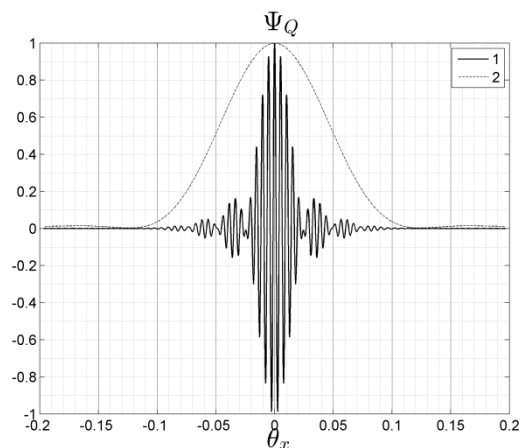


Рис. 4.9. Січна ФН, наведеної на рис. 4.4 – 1, огинаюча ФН елементарної антени – 2

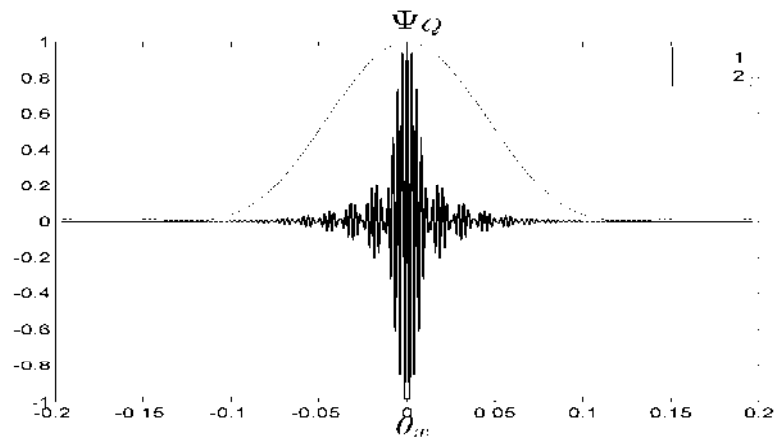


Рис. 4.10. Січна ФН, наведеної на рис. 4.5 – 1,
огиаюча ФН елементарної антени – 2

З аналізу рис. 4.6–4.10 слідує, що при фіксованому відношенні $\Delta F / f_0 = 0,2$ і збільшенні бази спостерігається перехід до надширокосмуговості, який супроводжується не тільки підвищенням роздільної здатності по кутовим координатам, але й «модуляцією синком» ФН ПРТК. Цю умову приймемо не за достатню, а доповнимо її, виходячи з аналізу наступних досліджень.

4.3. ФН ПРТК при $M = 2$. Залежність від відношення $\Delta F / f_0$ при фіксованій базі

Дослідимо залежність ФН ПРТК з двоелементною антенною системою (база фіксована, геометрія антени показана на рис. 4.1.a) від відношення $\Delta F / f_0$. На рис. 4.11–4.14 показані тривимірні зображення ФН ПРТК і двовимірні зображення їх січних площинаю (ϑ_x, θ, z) .

З аналізу рис. 4.6, рис. 4.11–4.14 слідує, що при фіксованій базі можливо реалізувати НШС ПРТК розширенням смуги пропускання при незмінній центральній частоті настройки приймача, що еквівалентно $\Delta F / f_0 = \text{var}$.

Слід зазначити, що огинаюча ФН елементарної антени (див. рис. 4.11.2.а–4.14.2.а) при збільшенні $\Delta F / f_0$ не описується квадратом функції Бесселя першого роду нульового порядку $J_0(\cdot)$, яка характерна для ФН елементарних антен з круглою апертурою при обробці вузькосмугових сигналів. Цей ефект «зміни згинаючої ФН елементарної антени» пояснюється у наступному підпункті.

Дослідження результатів, отриманих у цьому підрозділі підтверджує доцільність реалізації перспективних НШС ПРТК.

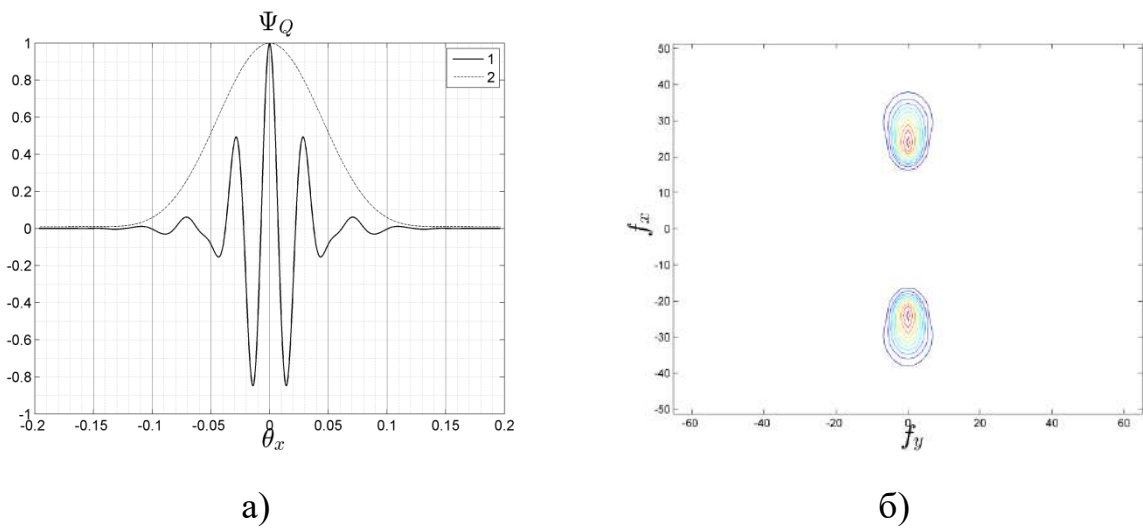


Рис. 4.11. Січна ФН двоантенного РМК при $\Delta F / f_0 = 0,5 - 1$.а, огинаюча ФН елементарної антени – 2.а, проекція ФПСЧ на площину (f_x, θ, f_y) – б

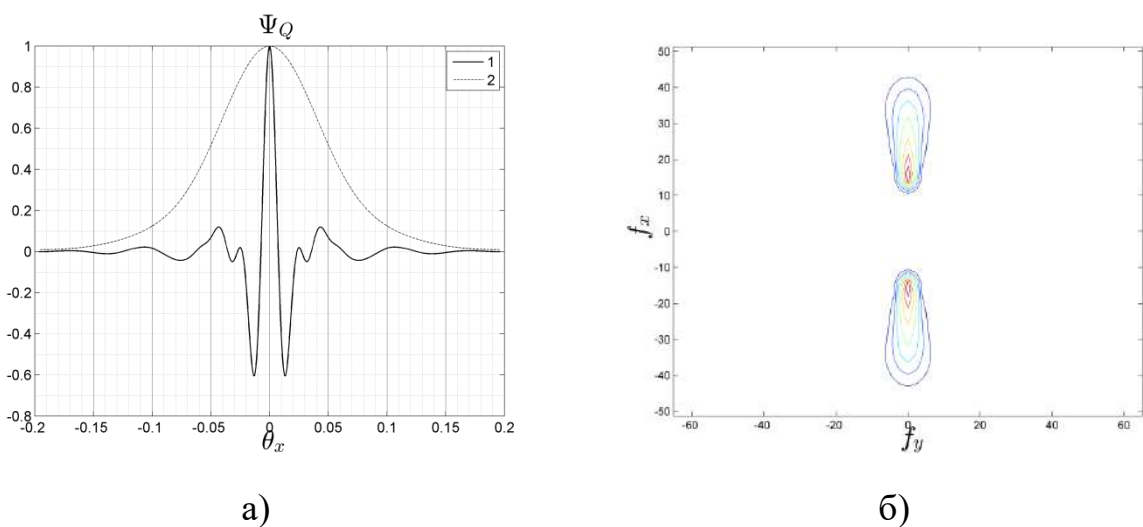


Рис. 4.12. Січна ФН двоантенного ПРТК при $\Delta F / f_0 = 1 - 1$.а, огинаюча ФН елементарної антени – 2.а, проекція ФПСЧ на площину (f_x, θ, f_y) – б

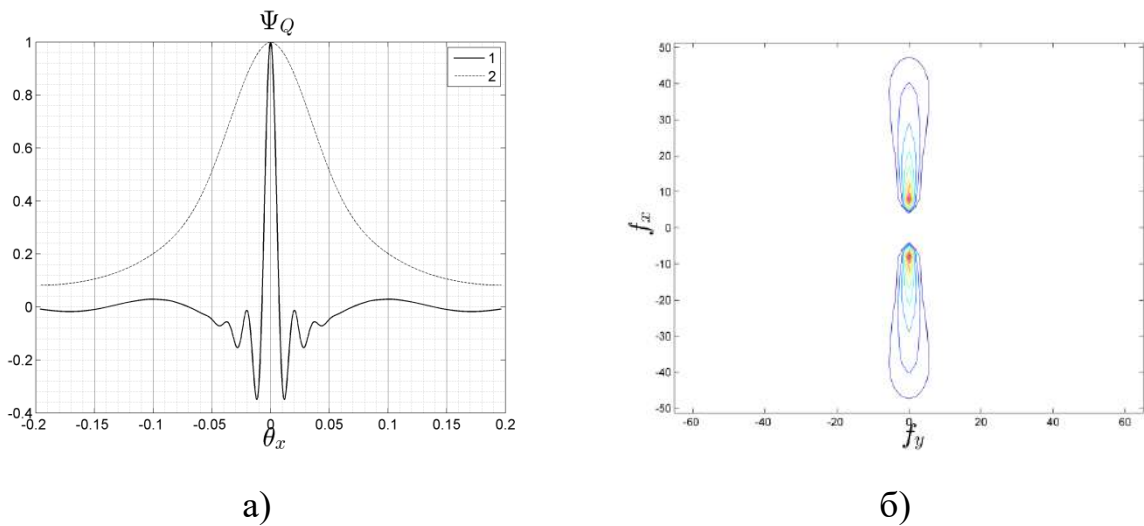


Рис. 4.13. Січна ФН двоантенного ПРТК при $\Delta F / f_0 = 1,5$ – 1.а, огинаюча ФН елементарної антени – 2.а, проекція ФПСЧ на площину (f_x, θ, f_y) – б

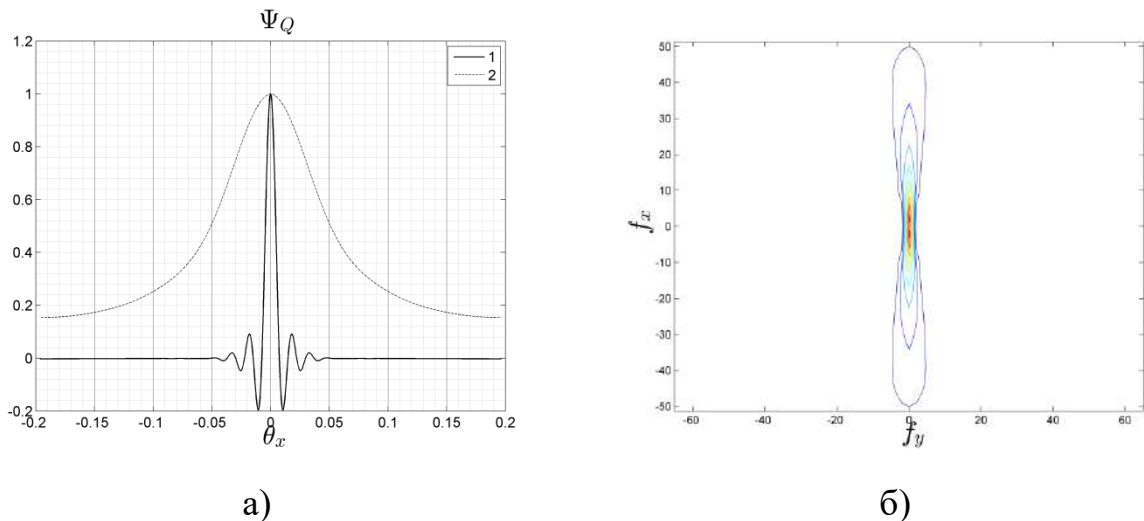


Рис. 4.14. Січна ФН двоантенного ПРТК при $\Delta F / f_0 = 1,9$ – 1.а, огинаюча ФН елементарної антени – 2.а, проекція ФПСЧ на площину (f_x, θ, f_y) – б

4.4. Дослідження фізичної сутності ефекту «зміни згинаючої ФН елементарної антени» у антенній системі НШС ПРТК

Проаналізуємо вигляд огинаючих, показаних кривою 2 на рис. 4.6 та рис. 4.11.а– 4.14.а. Зобразимо їх при $\Delta F / f_0 = [0,01; 0,2; 0,5; 1; 1,5; 1,9]$ на одному графіку, показаному на рис. 4.15. При збільшенні $\Delta F / f_0$ огинаюча

майже зберігає свою поведінку при значеннях вище рівня 0,5 і суттєво змінюється у діапазоні амплітуд від 0 до 0,5.

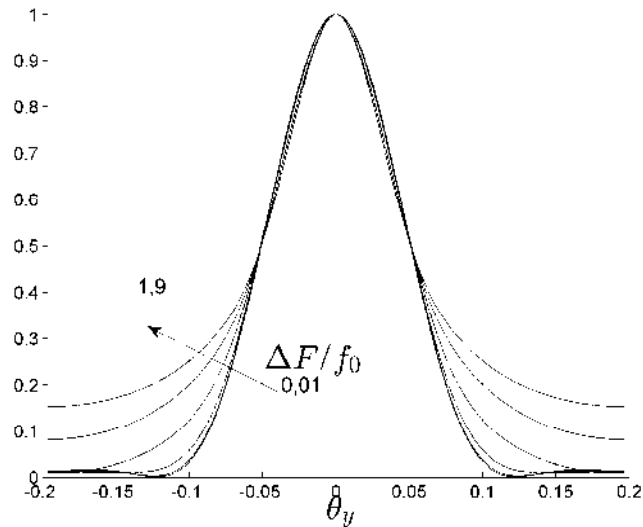


Рис. 4.15. Динаміка зміни згинаючої елементарної антени при відношенні

$$\Delta F / f_0 = [0,01; 0,2; 0,5; 1; 1,5; 1,9]$$

Пояснити це явище можна аналізуючи ФПСЧ. Виходячи з (4.2), ФПСЧ і ФН ПРТК пов'язані двовимірним перетворенням Фур'є по кутовим координатам. Зважаючи на лінійність цього перетворення та можливість факторизації ФПСЧ по просторовим частотам f_x , f_y можна довести, що зміна огинаючої елементарної антени при обробці НШС сигналів визначається усередненням огинаючих, отриманих перетворенням Фур'є січних ФПСЧ на різних частотах, як це показано на рис. 4.16.

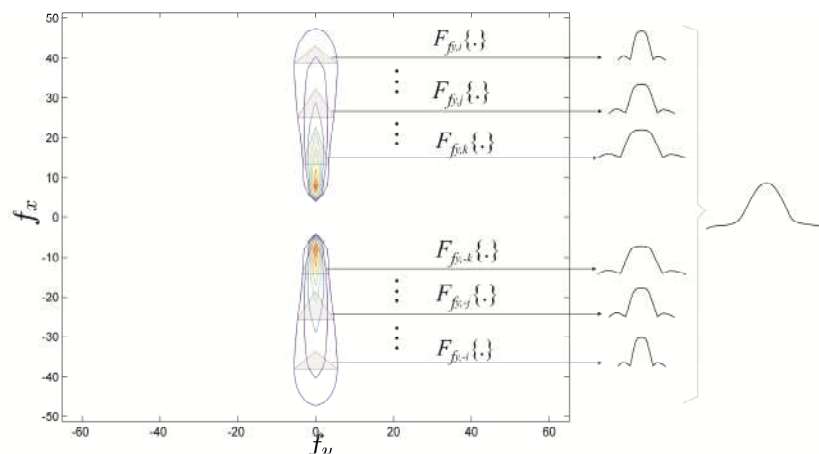


Рис. 4.16. Пояснення усереднення огинаючих ФН елементарної антени

На рис. 4.16: $F_{f_y, i} \{ \cdot \}$ – оператор перетворення Фур'є на i -й просторовій частоті, який переводить функцію чутливості з просторово-спектральної області у огинаючу ФН у області кутових координат; фігурна дужка } відповідає усередненню огинаючих.

Слід зазначити, що для вузькосмугових процесів такого усереднення не спостерігається і огинаюча має чітко виражені мінімуми в області просторових значень. Цей факт може бути врахований при визначенні умов надширокосмуговості ПРТК.

4.5. ФН ПРТК при $M = 3$. Залежність від $\Delta F / f_0$ та геометрії

Двоантенний радіометричний комплекс має високе просторове розрізнення тільки по одній (вздовж бази) координаті. По іншій координаті розрізнення визначається одиночною антеною і воно значно поступається розрізненню вздовж бази антени. Забезпечити високе просторове розрізнення можна використовуючи кількість антен $M \geq 3$. При цьому значна увага повинна приділятися не лише вибору, але й відповідному розміщенню антен у просторі. Як відомо [137, 138], при реалізації двовимірних антенних систем запобігають повторенню баз (однаково орієнтовані рівні за протяжністю бази виключать з розгляду), тому перевагу надають нееквідистантному розміщенню антен у антенній системі. Розглянемо наступні приклади.

4.5.1. Лінійне нееквідистантне розміщення антен.

Геометрія, ФПСЧ і ФН ПРТК лінійної триантенної нееквідистантної антенної решітки показано на рис. 4.17. При моделюванні використано відношення $\Delta F / f_0 = 0,01$ ($f_0 = 3$ ГГц), типове для вузькосмугових радіосистем. З аналізу рис. 4.17 слідує, що обробка вузькосмугових сигналів у багатоантенних ПРТК може призводити до появи ефекту широкосмуговості і НШС. У таких комплексах область просторово-спектральної чутливості

заповнюється за рахунок збільшення антен у системі і їх відповідного розміщення.

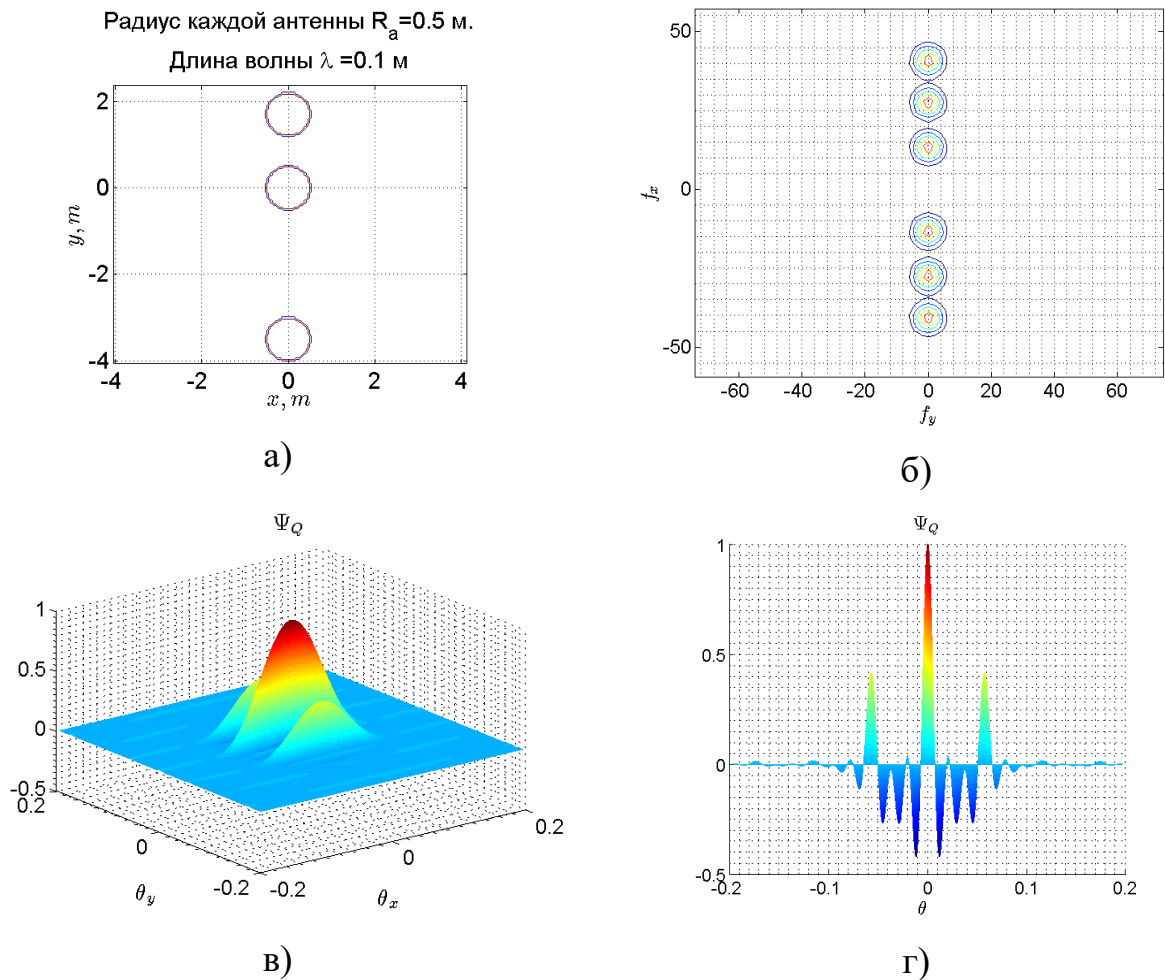


Рис. 4.17. Триантенна решітка –а), область її просторово-спектральної чутливості для $\Delta F / f_0 = 0,01$ – б), ФН ПРТК – в), проекція ФН ПРТК на площину θ_y, θ_z – г)

Лінійна решітка, як слідує з аналізу рис.4.17, забезпечує високе розрізнення тільки у одній площині. Для високого розрізнення у двох просторових координатах необхідно реалізувати двовимірні антенні системи.

4.5.2. Двовимірні антенні решітки.

Геометрія, ФПСЧ і ФН ПРТК триантенних антенних решіток показані на рис. 4.18, 4.19. При моделюванні, як і раніше використано $\Delta F / f_0 = 0,01$, $f_0 = 3$ ГГц.

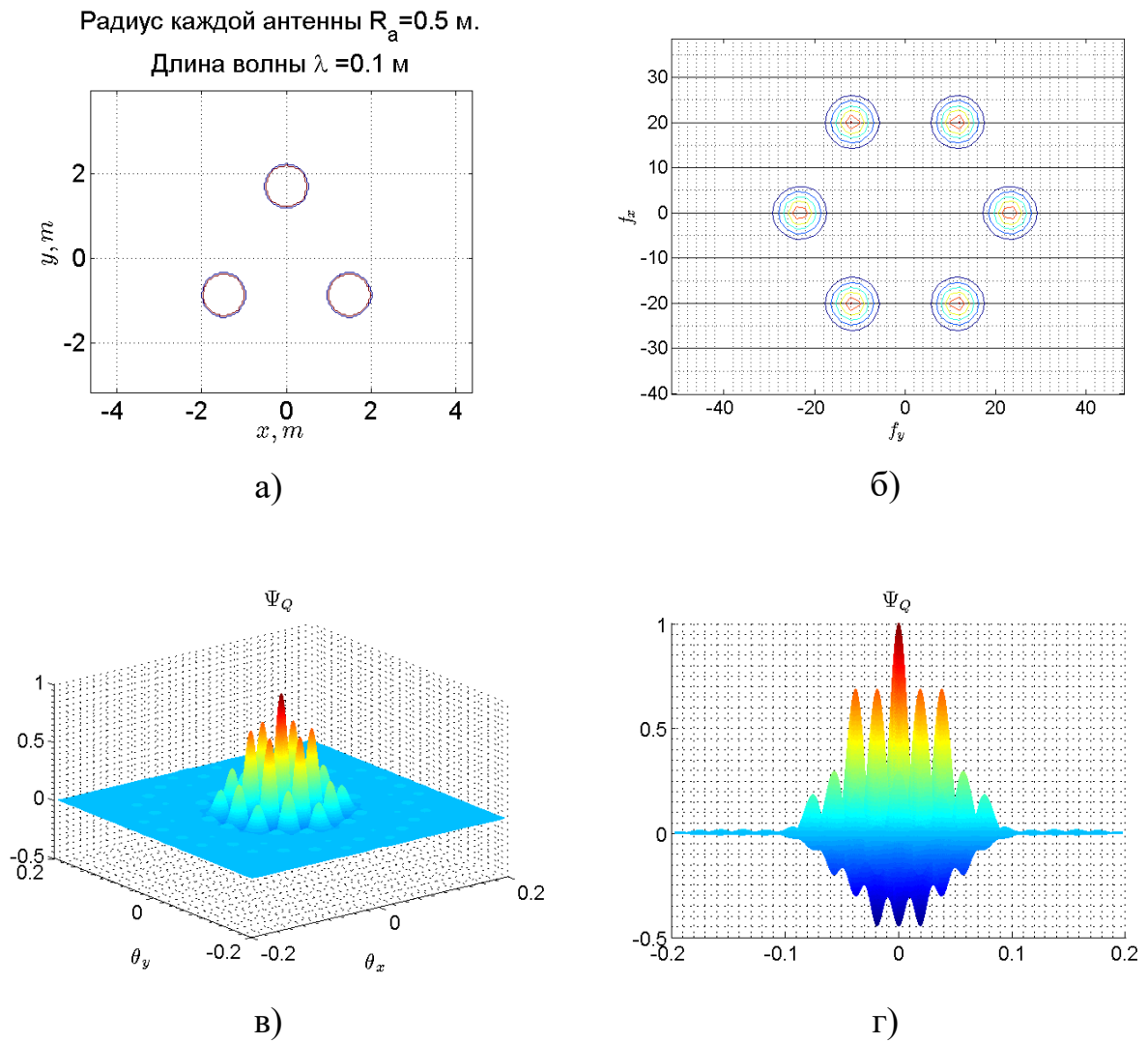
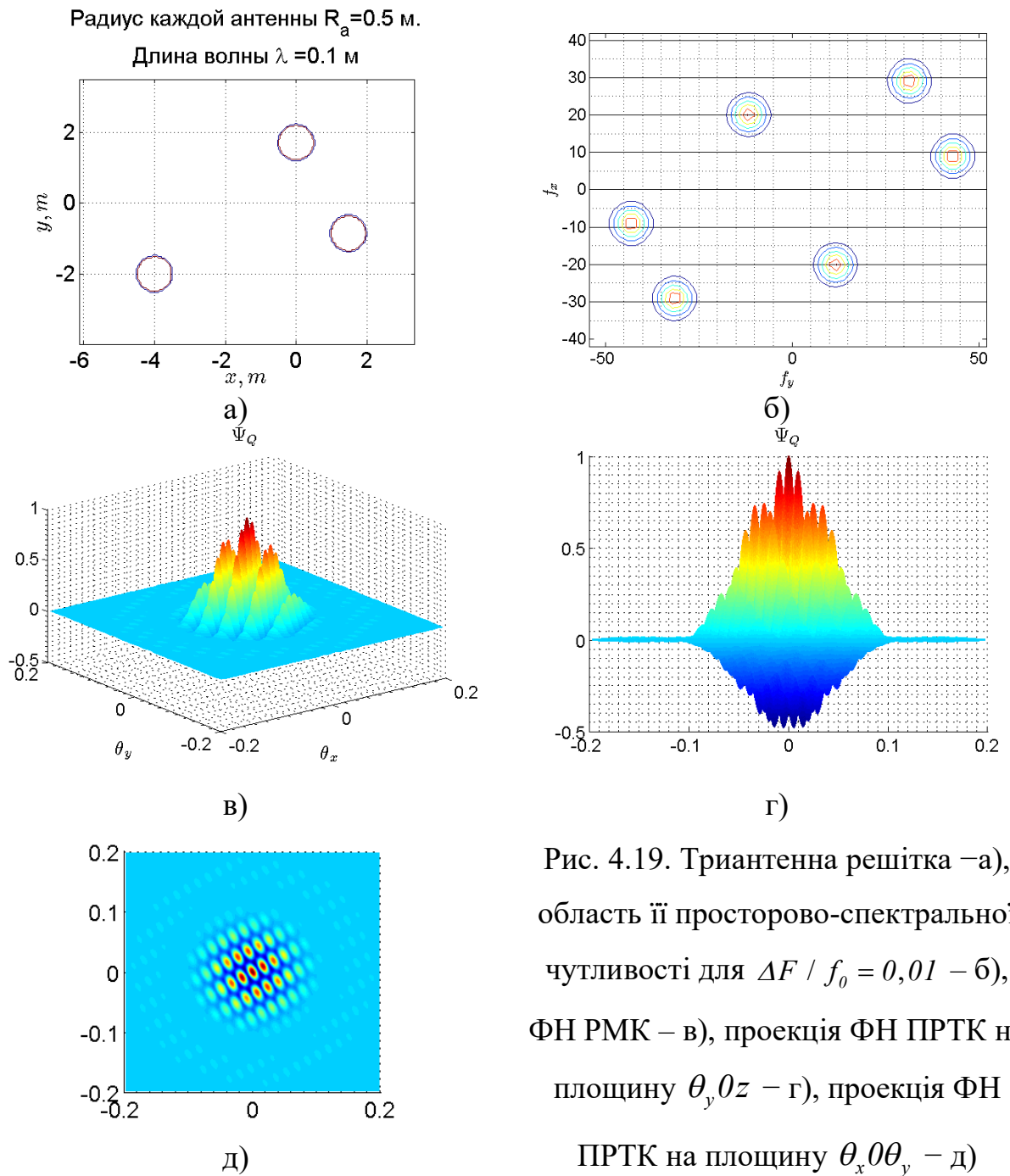


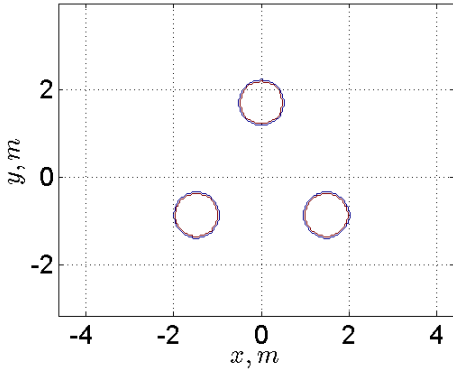
Рис. 4.18. Триантенна решітка – а), область її просторово-спектральної чутливості для $\Delta F / f_0 = 0,01$ – б), ФН ПРТК – в), проекція ФН ПРТК на площину $\theta_y \theta_x$ – г)



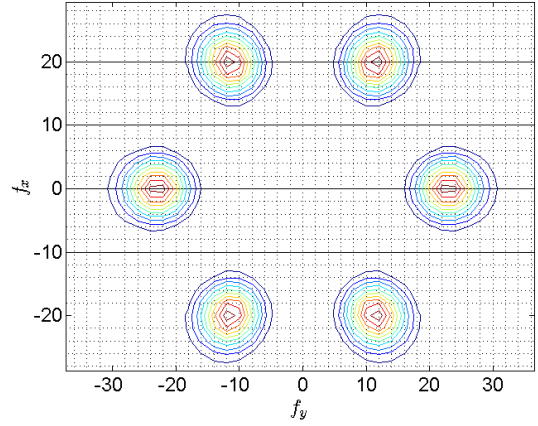
На рис. 4.19–4.23 показані ФН ПРТК і їх ФПСЧ для триантенної системи (див. рис. 4.19.а) для співвідношень $\Delta F / f_0 = [0,2; 0,5; 1; 1,5; 1,9]$, $f_0 = 3$ ГГц.

З аналізу рис. 4.19 слідує, що параметр $\Delta F / f_0 = 0,2$, традиційний для НШС систем активної радіолокації, не є відповідним показником для ПРТК.

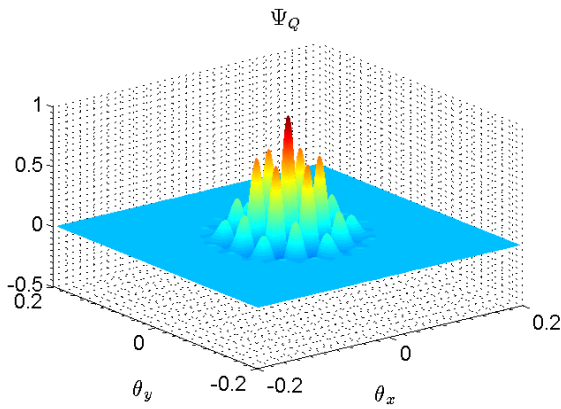
Радиус каждой антенны $R_a = 0.5$ м.
 Длина волны $\lambda = 0.1$ м



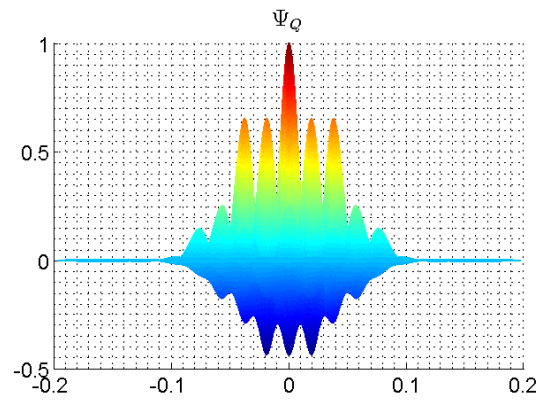
а)



б)

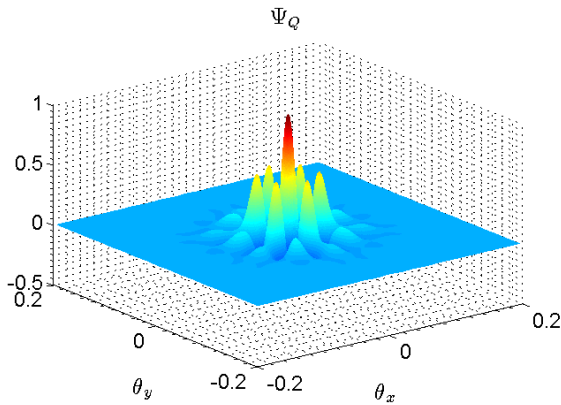


в)

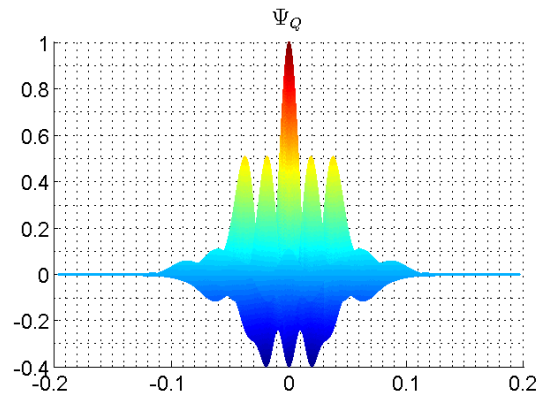


г)

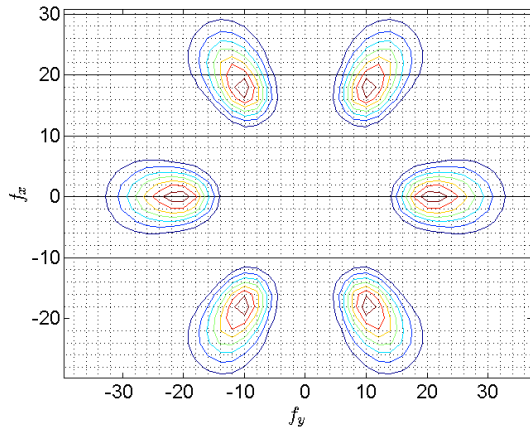
Рис. 4.19. Триантенная решетка –а), область її просторово-спектральної чутливості для $\Delta F / f_0 = 0,2$ – б), ФН ПРТК – в), проекція ФН ПРТК на площину $\theta_y \theta_z$ – г)



а)

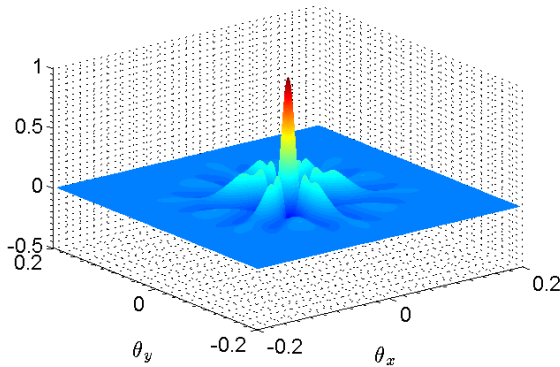


б)



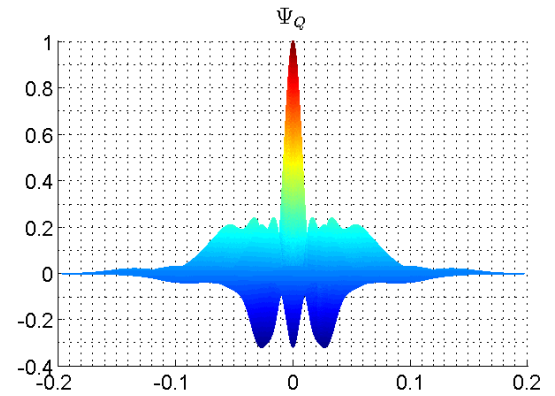
в)

Ψ_Q

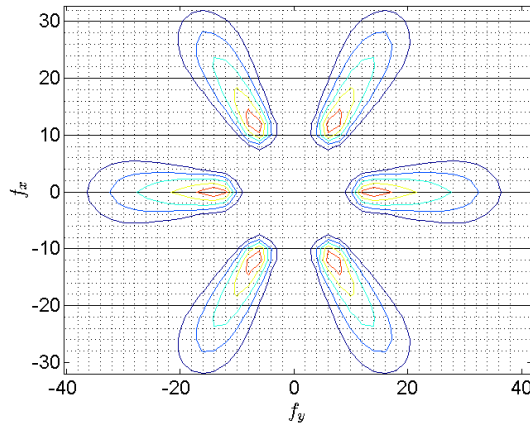


а)

Рис. 4.20. ФН ПРТК – а), проекція ФН ПРТК на площину θ_y, θ_z – б), область її просторово-спектральної чутливості для $\Delta F / f_0 = 0,5$ – в)

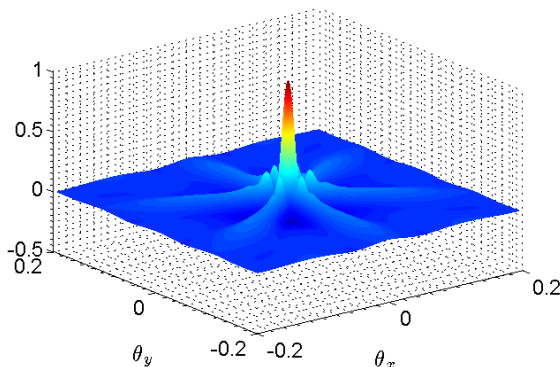


б)



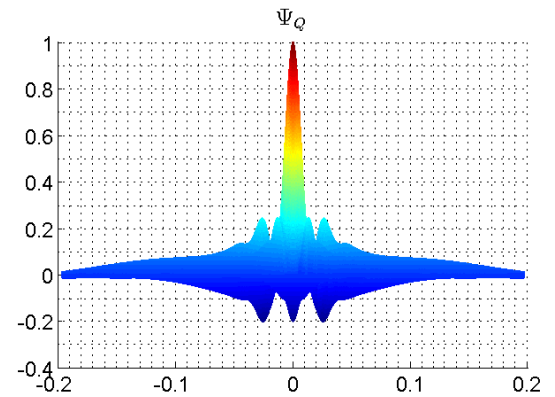
в)

Ψ_Q



а)

Рис. 4.21. ФН ПРТК – а), проекція ФН ПРТК на площину θ_y, θ_z – б), область її просторово-спектральної чутливості для $\Delta F / f_0 = 1$ – в)



б)

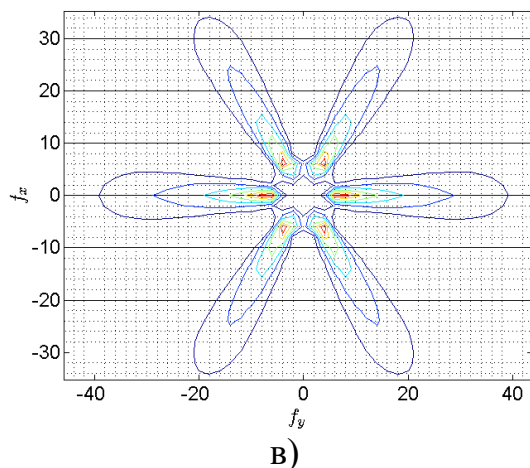


Рис. 4.22. ФН ПРТК – а), проекція ФН ПРТК на площину θ_y, θ_z – б), область її просторово-спектральної чутливості для $\Delta F / f_0 = 1,5$ – в)

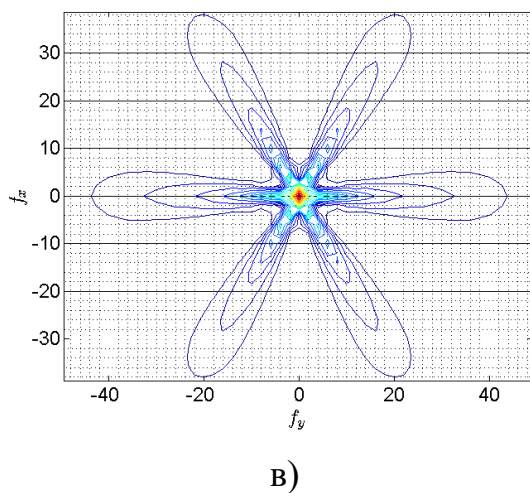
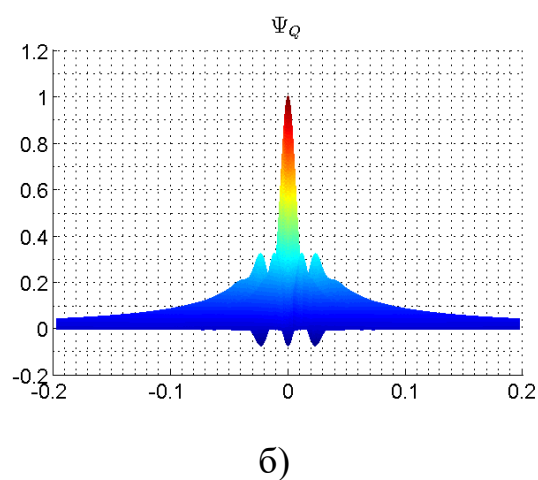
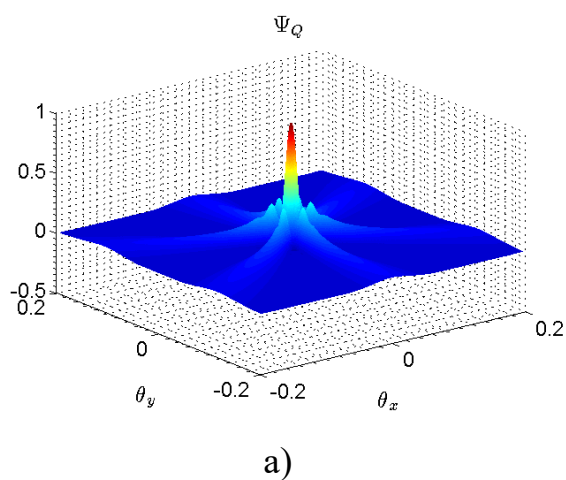


Рис. 4.23. ФН ПРТК – а), проекція ФН ПРТК на площину θ_y, θ_z – б), область її просторово-спектральної чутливості для $\Delta F / f_0 = 1,9$ – в)

Аналіз рис. 4.17–4.23 дозволяє отримати наступні висновки:

- розміщення антен у площині дозволяє отримати вузьку головну пелюстку ФН ПРТК у двох площинах просторових координат;

- знизити високий рівень бічних пелюсток можна заповненням області просторової спектральної чутливості, при чому таке заповнення повинно виконуватись у різних базах;
- розрізнення в різних кутових координатах може відрізнитися, для досягнення однакового розрізнення доцільно геометрію розробляти симетричною відносно довільної вісі, яка проходить через фазовий центр антенної системи;
- доцільно до показника НШС ПРТК ввести рівень максимального рівня бічних пелюсток.

Застосуємо ці відомості до розробки геометрії антен з більшим числом антен.

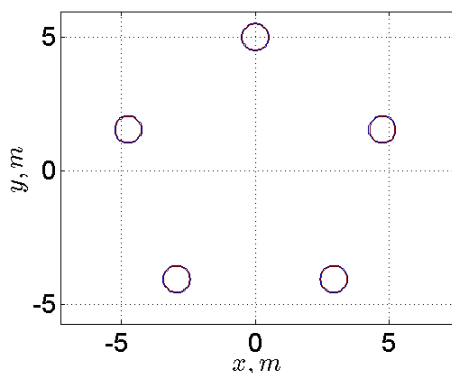
4.6. ФН ПРТК при $M = 5$. Залежність від $\Delta F / f_0$ та геометрії

Розглянемо геометрію антени з п'яти елементів розміщених еквідистантно по полю і ФН ПРТК з такою антеною для різних значень $\Delta F / f_0$, $f_0 = 3 \text{ ГГц}$. На рис. 4.24–4.26.

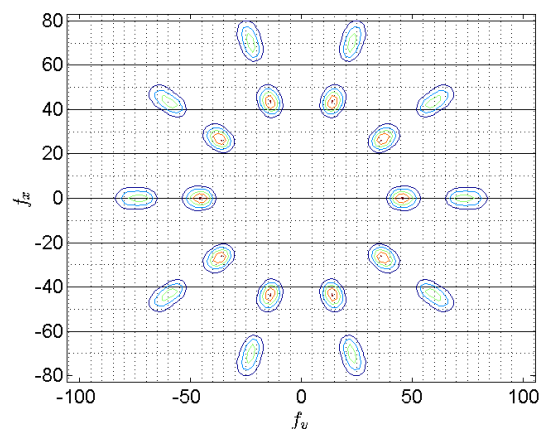
З рис. 4.24.б слідує, що така антенна система створює подвійну область просторово-спектральної чутливості. Тобто, для кожного з п'яти напрямків (незалежних орієнтацій баз) спостерігається більш ефективно заповнення цієї області. Скористуємося цим фактом з переходом до більших значень $\Delta F / f_0$, при яких буде спостерігатися з'єднання цих областей чутливості.

Радіус кожної антени $R_a = 0.5 \text{ м}$.

Длина волны $\lambda = 0.1 \text{ м}$



а)



б)

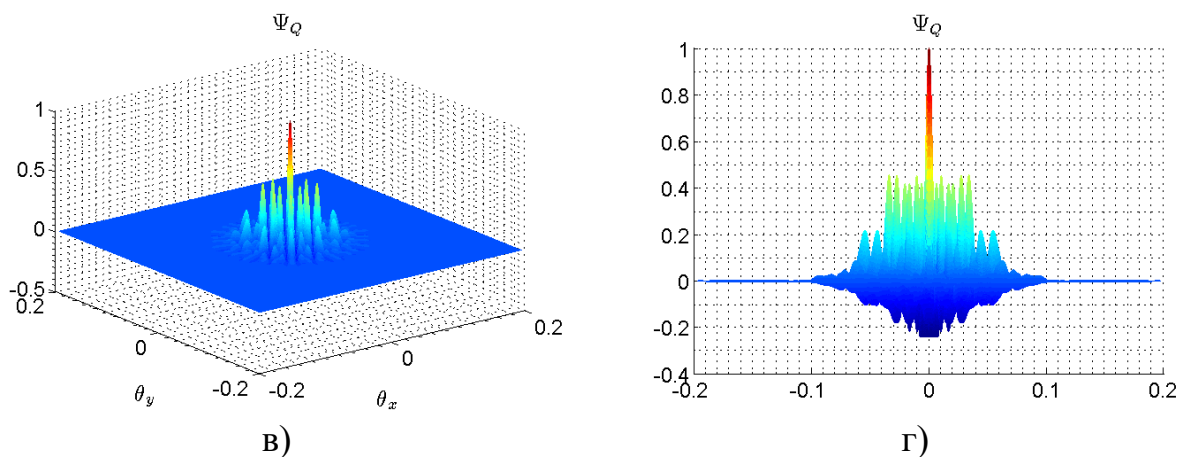


Рис. 4.24. П'ятиантенна решітка – а), область її просторово-спектральної чутливості для $\Delta F / f_0 = 0,2$ – б), ФН ПРТК – в), проєкція ФН ПРТК на площину $\theta_y \theta_z$ – г)

Для цього розглянемо ту ж геометрію при $\Delta F / f_0 = [0,5; 1; 1,5; 1,9]$, рис. 4.25– 4.28.

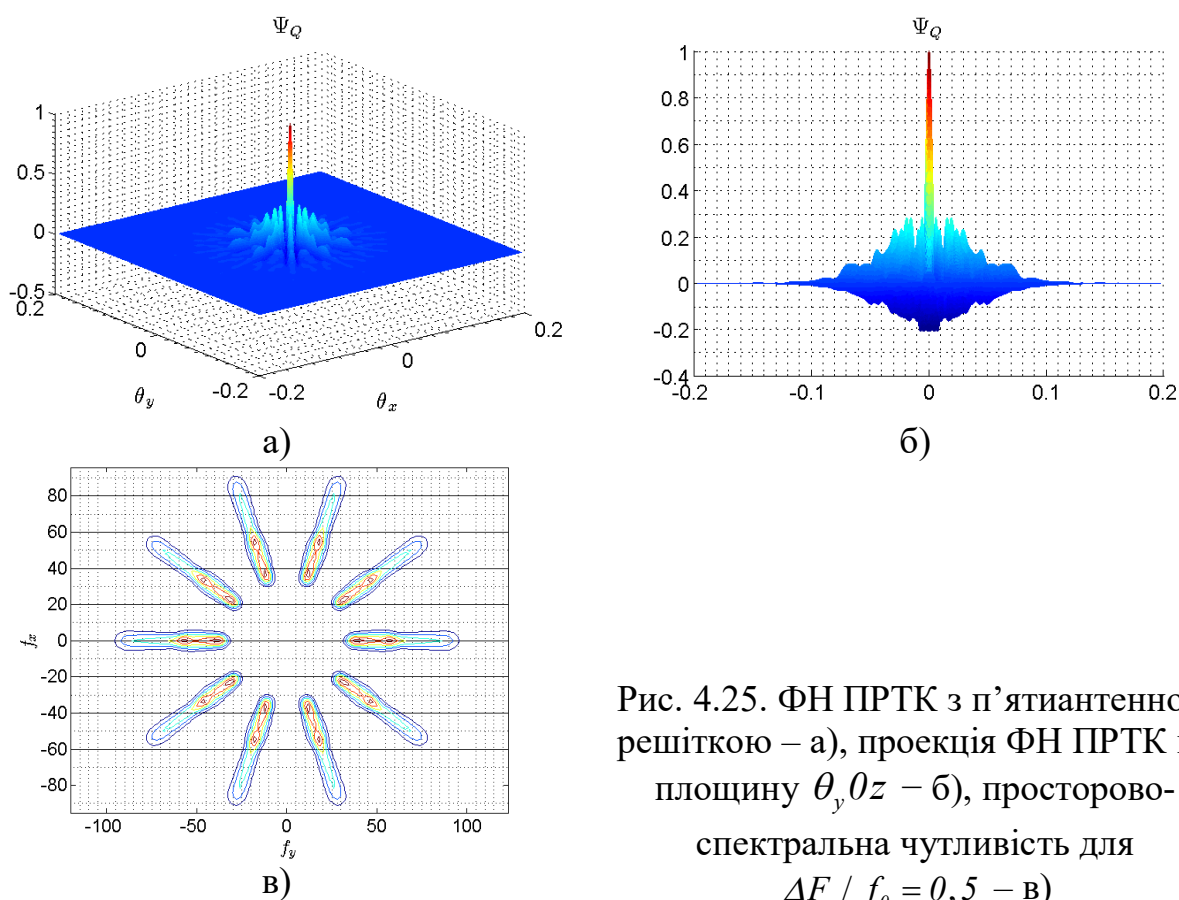
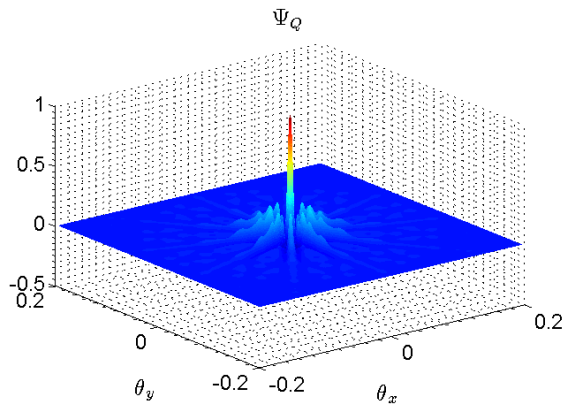
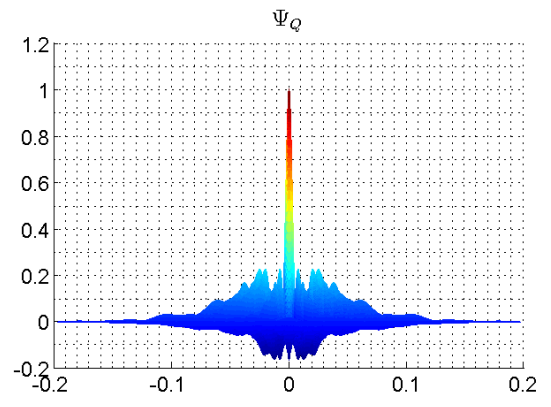


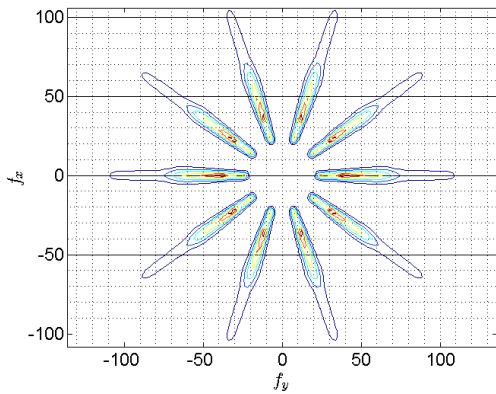
Рис. 4.25. ФН ПРТК з п'ятиантенною решіткою – а), проєкція ФН ПРТК на площину $\theta_y \theta_z$ – б), просторово-спектральна чутливість для $\Delta F / f_0 = 0,5$ – в)



а)

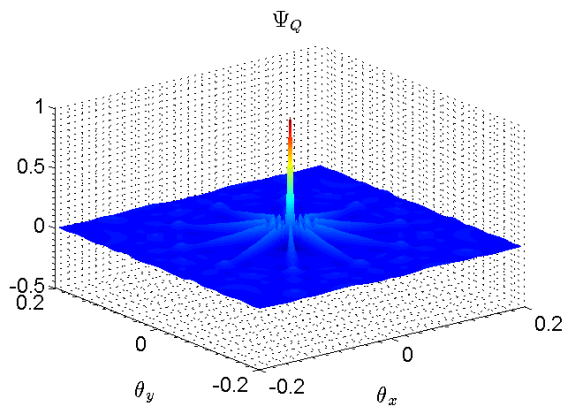


б)

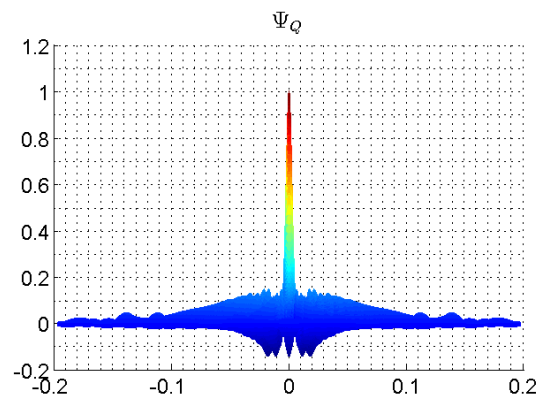


в)

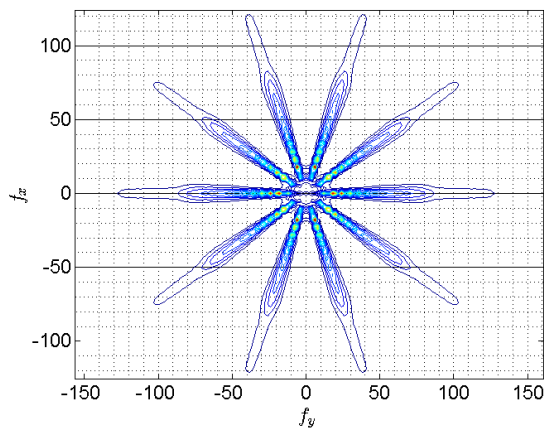
Рис. 4.26. ФН ПРТК з п'ятиантенною решіткою – а), проєкція ФН ПРТК на площину $\theta_y \theta_z$ – б), просторово-спектральна чутливість $\Delta F / f_0 = 1$ – в)



а)



б)



в)

Рис. 4.27. ФН ПРТК з п'ятиантенною решіткою – а), проєкція ФН ПРТК на площину $\theta_y \theta_z$ – б), просторово-спектральна чутливість $\Delta F / f_0 = 1,5$ – в)

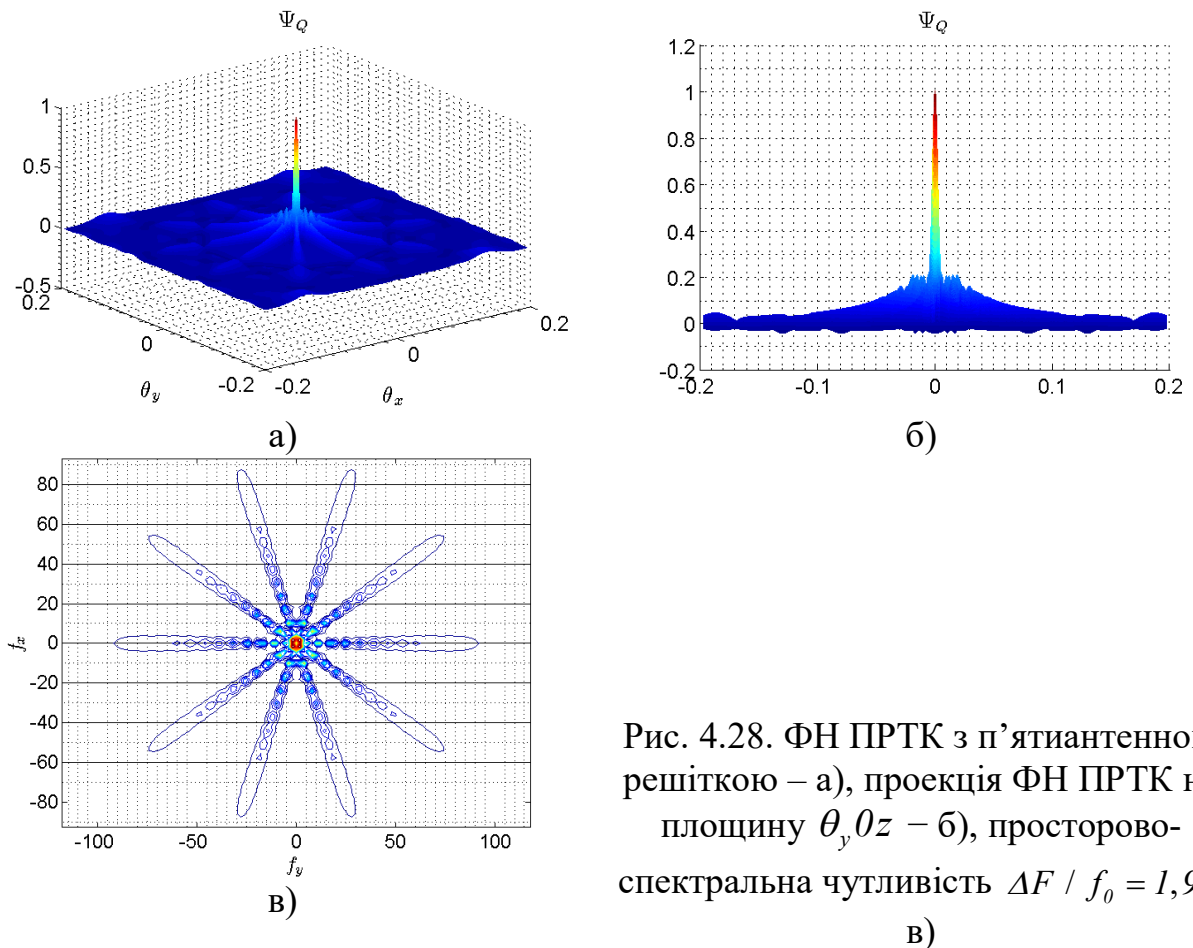


Рис. 4.28. ФН ПРТК з п'ятиантенною решіткою – а), проекція ФН ПРТК на площину θ_y, θ_z – б), просторово-спектральна чутливість $\Delta F / f_0 = 1,9 -$ в)

Попередньо було розглянуто антенну систему з регулярним (еквідистантним по колу) розміщенням елементів. Враховуючи, що на сьогодні відсутні методи синтезу оптимальних (за такими критеріями, як «мінімум ширини головної пелюстки при заданому об'ємі бічних пелюсток», «мінімум ширини головної пелюстки при заданому максимальному рівні бічних пелюсток» і ін.) геометрії двовимірних антенних систем з кількістю елементів більше 10, широкое застосування до проектування геометрії знаходять евристичні підходи (на кшталт розглянутих вище) та підходи, засновані на статистичних підходах реалізації стохастичних процесів (наприклад, метод Монте-Карло).

Розглянемо координати п'ятиелементної решітки, фазові центри окремих антен у якій отримуємо методом Монте-Карло. Приклади двох таких антенних систем з розрахованими ФН ПРТК наведені на рис. 4.29–4.32.

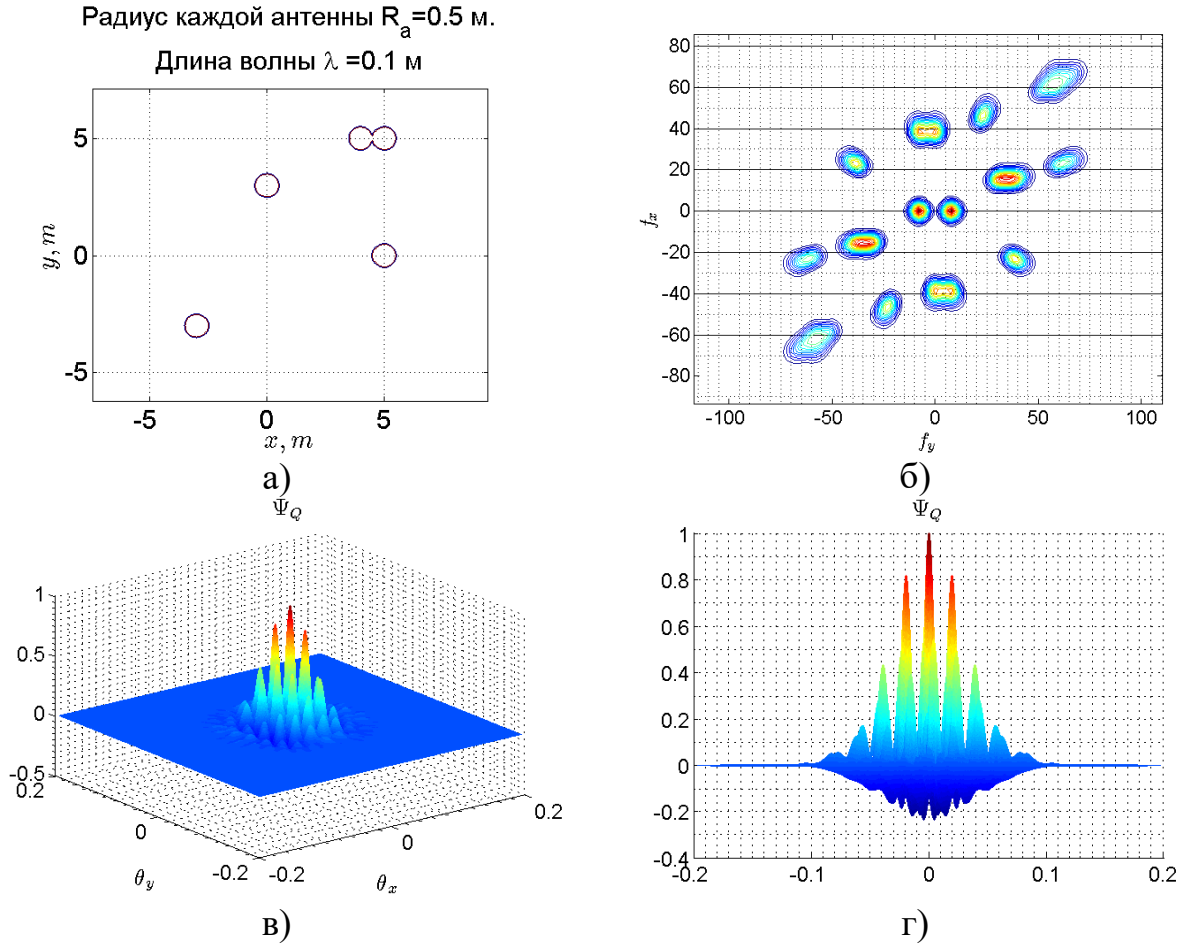
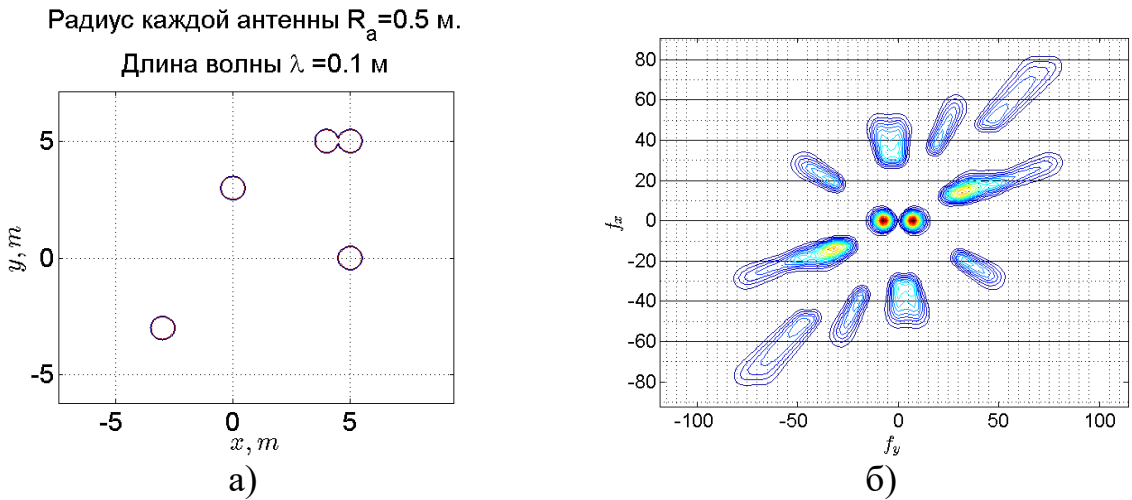


Рис. 4.29. П'ятиантенна решітка з випадковою структурою, сформована методом Монте Карло – а), область її просторово-спектральної чутливості для $\Delta F / f_0 = 0,2$ – б), ФН ПРТК – в), проекція ФН ПРТК на площину $\theta_y \theta_z$ – г)



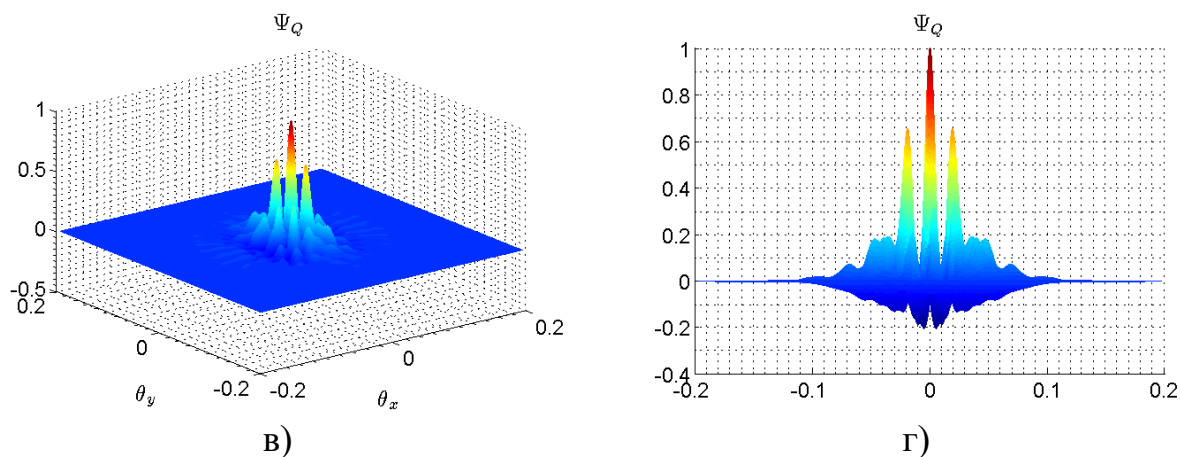


Рис. 4.30. П'ятиантенна решітка з випадковою структурою, сформована методом Монте Карло – а), область її просторово-спектральної чутливості для $\Delta F / f_0 = 0,5$ – б), ФН ПРТК – в), проекція ФН ПРТК на площину θ_y, θ_z – г)

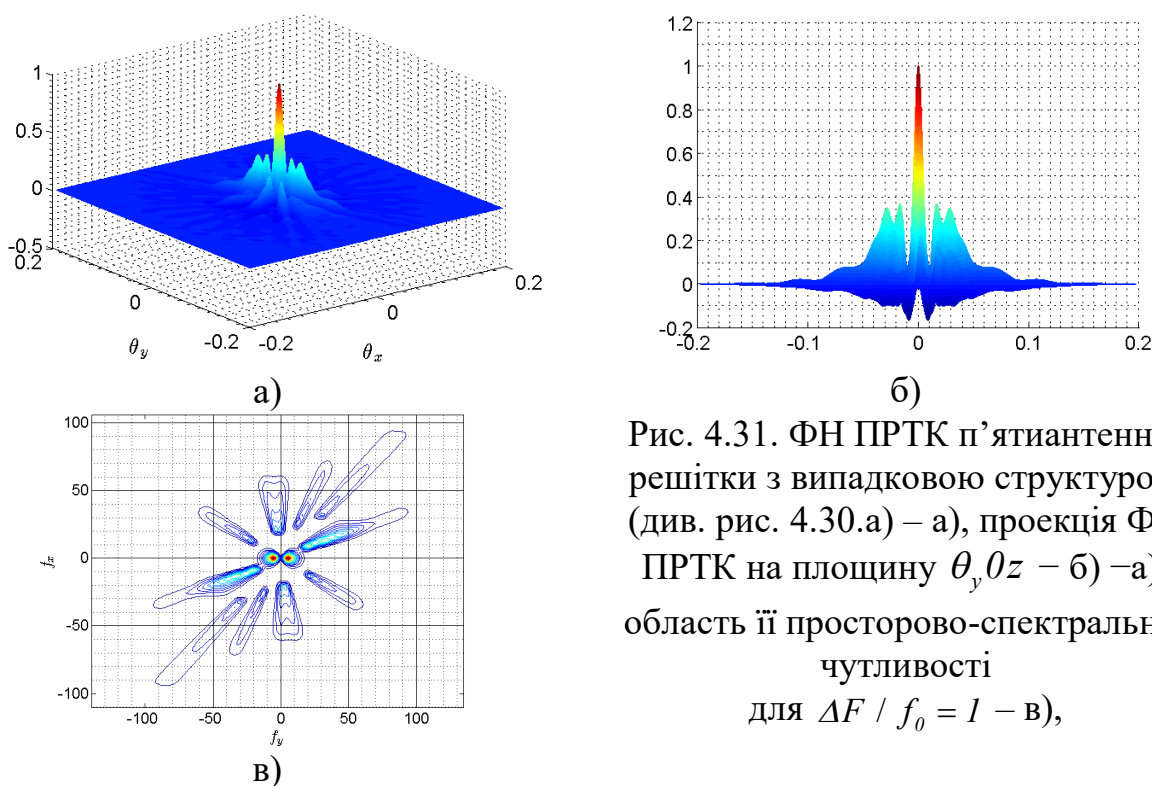
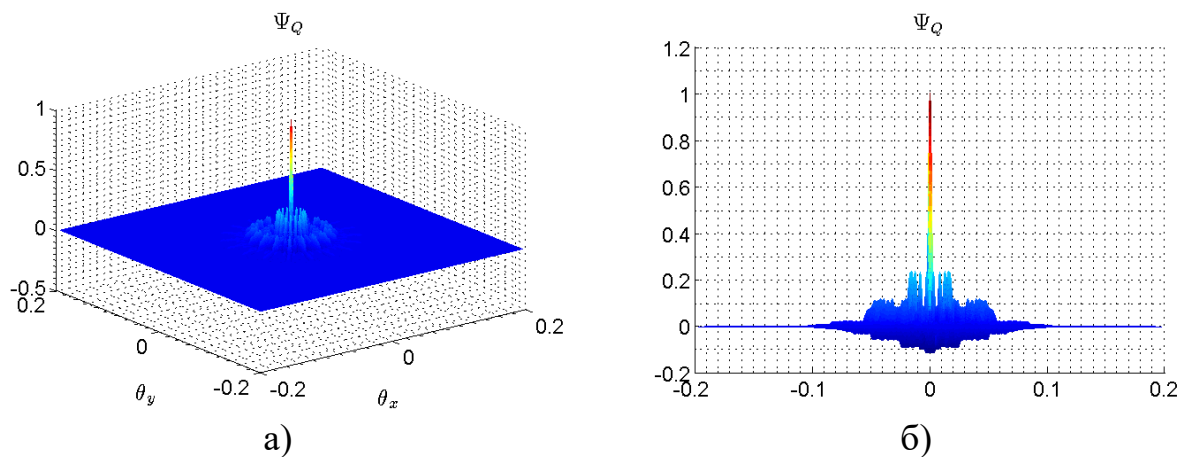
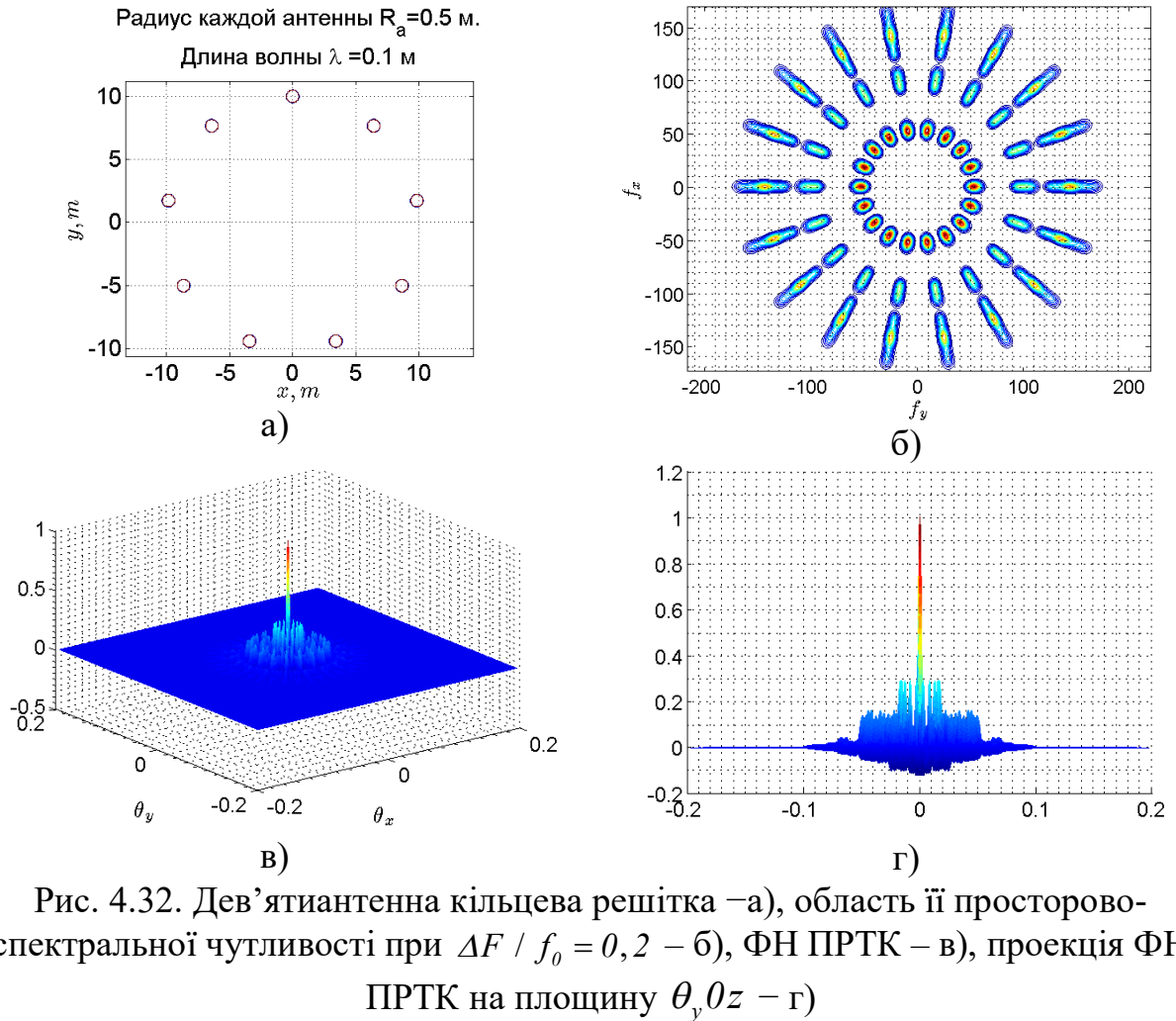


Рис. 4.31. ФН ПРТК п'ятиантенної решітки з випадковою структурою (див. рис. 4.30.а) – а), проекція ФН ПРТК на площину θ_x, θ_y – б) – а), область її просторово-спектральної чутливості для $\Delta F / f_0 = 1$ – в),

Як слідує з візуального аналізу рис. 4.24–4.31, збільшення $\Delta F / f_0$ дозволяє заповнити область просторової спектральної чутливості при невеликій кількості антен. При цьому більш доцільна регулярна структура антенної решітки, так як вона забезпечує рівномірне заповнення області чутливості і радіально симетричний вигляд ФН ПРТК.

4.7. ФН ПРТК при $M = 9$

Розглянемо приклад системи з $M = 9$, розміщеними еквідистантно по колу діаметра 20 м. Антенна система, ФН ПРТК і ФПСЧ при різних значеннях $\Delta F / f_0$ показані на рис. 4.32–4.35.



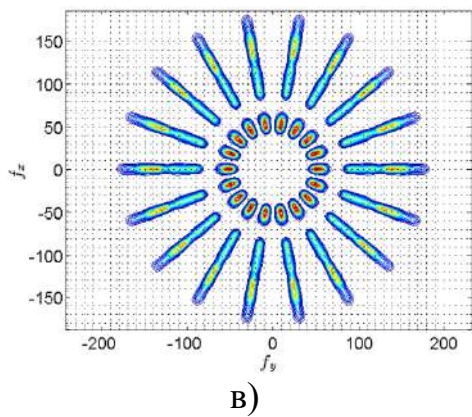


Рис. 4.34. $\Delta F / f_0 = 0,3$, ФН ПРТК з дев'ятиантенною кільцевою решіткою – а), проєкція ФН ПРТК на площину $\theta_y \theta_z$ – б), просторово-спектральна чутливість – в)

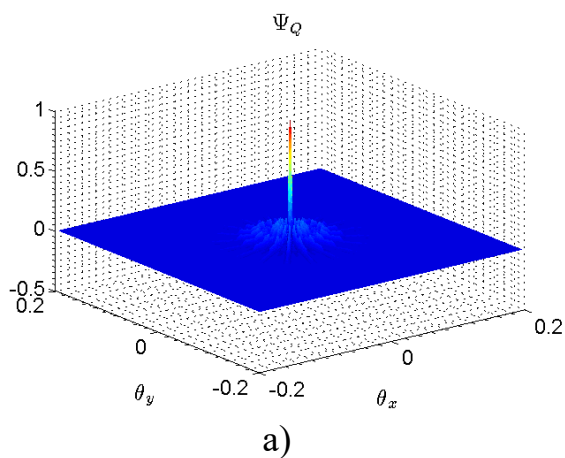


Рис. 4.35. $\Delta F / f_0 = 0,5$, ФН ПРТК з дев'ятиантенною кільцевою решіткою – а), проєкція ФН ПРТК на площину $\theta_y \theta_z$ – б), просторово-спектральна чутливість – в)

На рис. 4.36 показана геометрія антенної системи з 5 елементів, еквідистантно розміщених по колу радіуса 27 м.

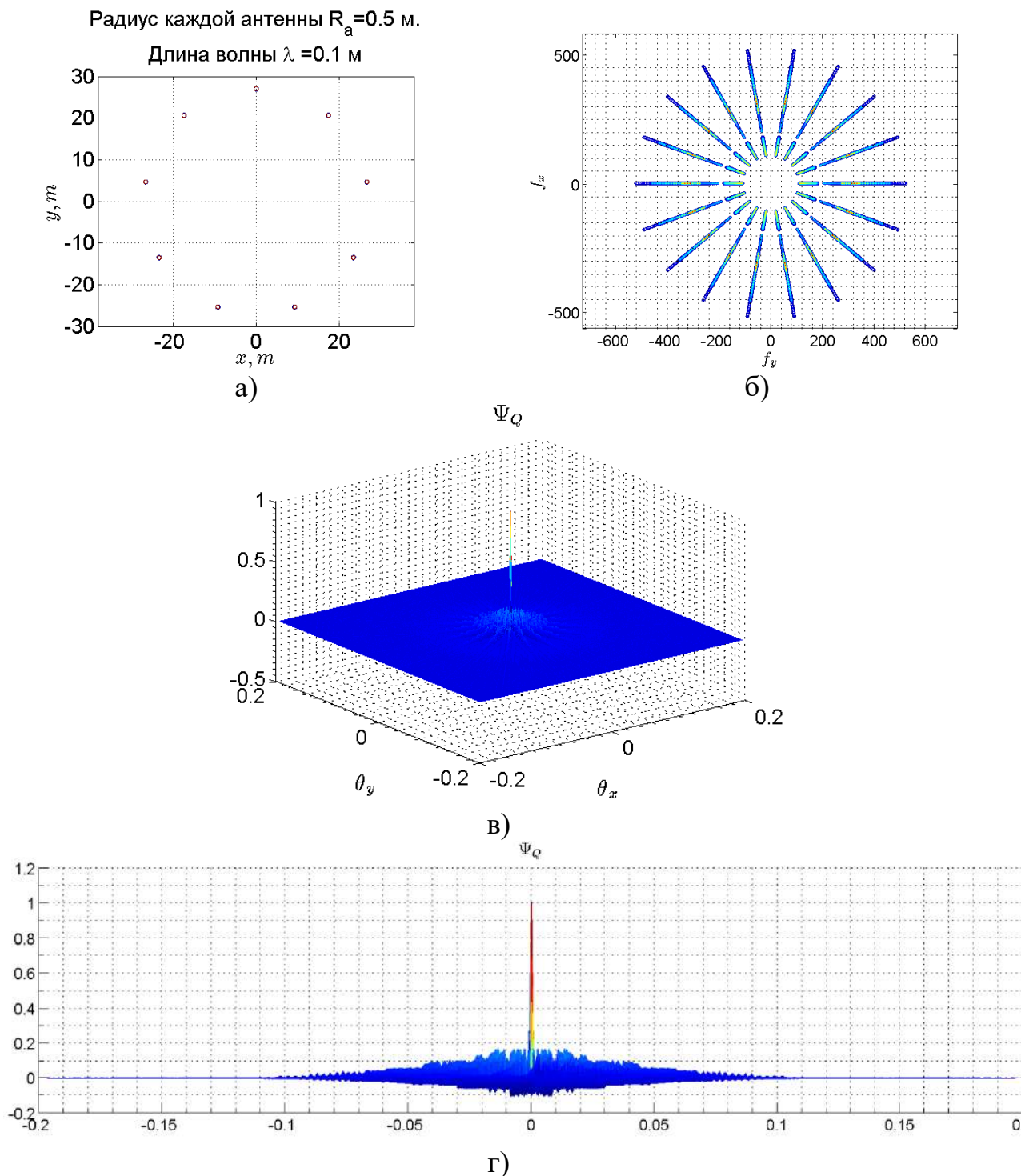


Рис. 4.36. Дев'ятиантенна кільцева решітка (діаметр кільця, на якому розміщено окремі антени, становить 27 м) – а), область її просторово-спектральної чутливості при $\Delta F / f_0 = 0,5$ – б), ФН ПРТК – в), проєкція ФН ПРТК на площину $\theta_y \theta_z$ – г)

З аналізу рис. 4.33– 4.35 слідує, що використання багатоантенних систем дозволяє досить ефективно заповнювати область просторово-

спектральної чутливості і формувати ФН ПРТК з однією вузькою головною пелюсткою, низьким рівнем і інтегральним об'ємом бічних пелюсток.

Розширення радіусу кола (див. 4.35 і 4.36), на якому розміщено антени, при збереженні $\Delta F / f_0$ не змінює відношення між головною і бічними пелюстками, а також не призводить до перерозподілу (по кутовим напрямкам) бічних пелюсток. Пропорційно зміни сітки розміщення фазових центрів антен у решітці призводить до відповідного масштабування ФН ПРТК по кутовим координатам та ФПСЧ в області просторово-часових частот. Розглянемо ще два варіанти розміщення антен ($\Delta F / f_0 = 0,3$, $f_0 = 3 \text{ ГГц}$): випадково з використанням методу Монте Карло (рис. 4.37); регулярно з Y подібною геометрією (рис. 4.38).

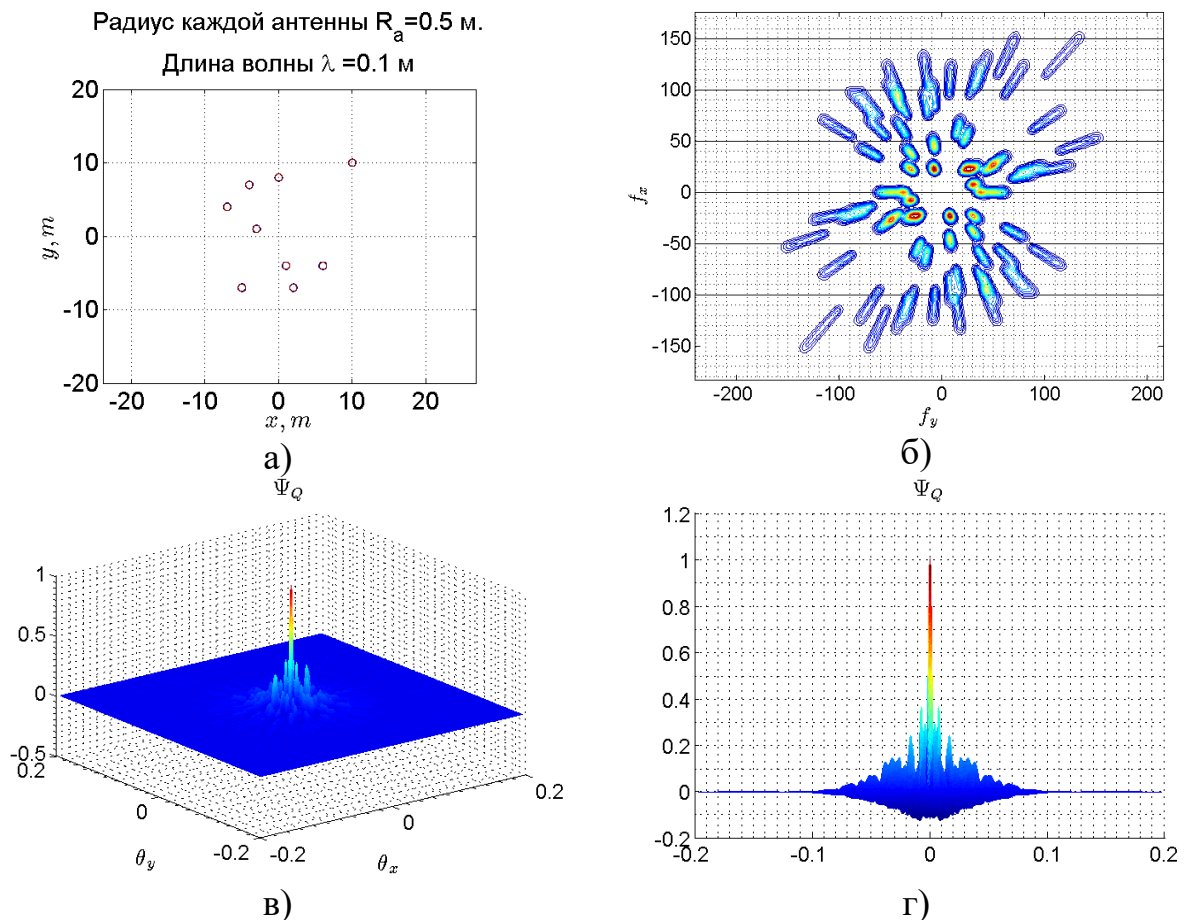


Рис. 4.37. Дев'ятиантенна решітка, сформована методом Монте Карло – а), область її просторово-спектральної чутливості при $\Delta F / f_0 = 0,3$ – б), ФН ПРТК – в), проекція ФН ПРТК на площину $\theta_y \theta_z$ – г)

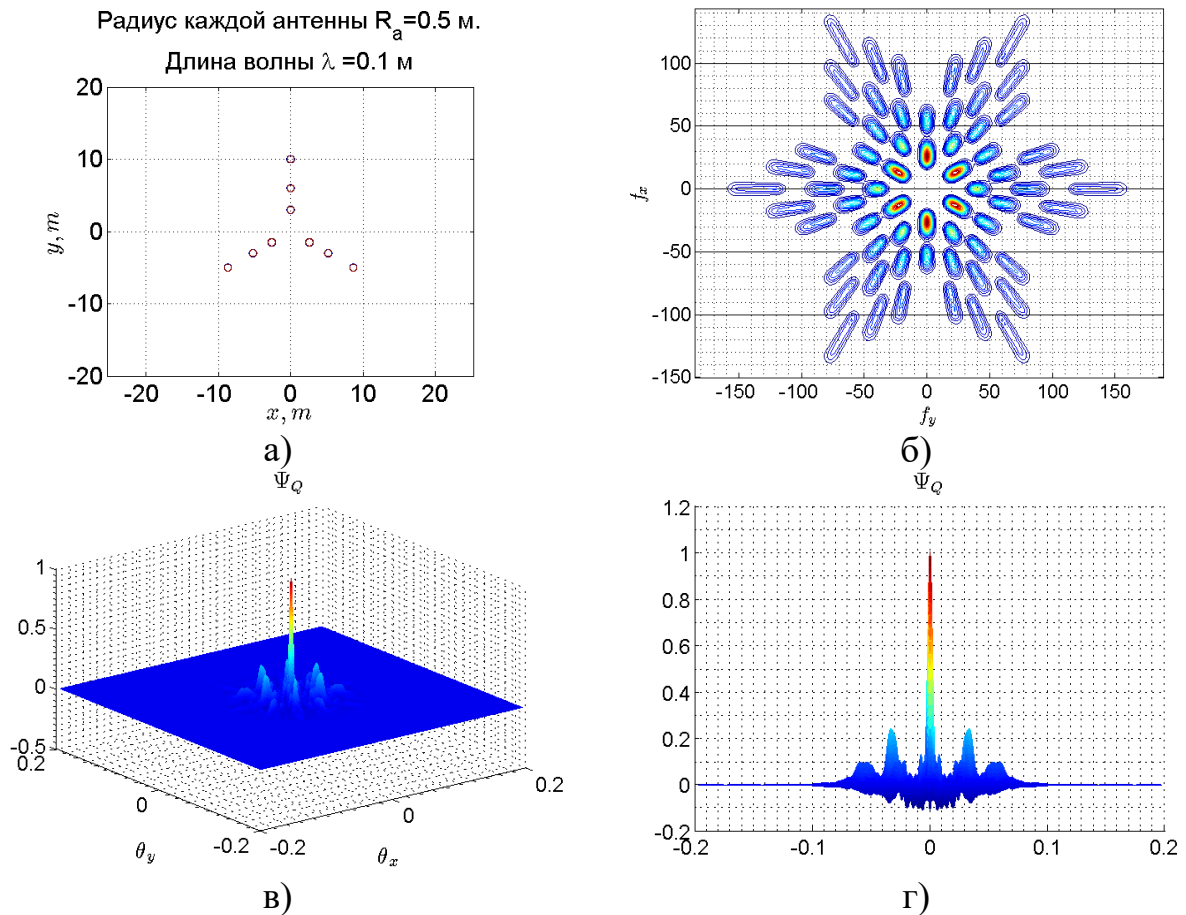


Рис. 4.38. Дев'ятиантенна Y подібна антенна решітка – а), область її просторово-спектральної чутливості при $\Delta F / f_0 = 0,3$ – б), ФН ПРТК – в), проєкція ФН ПРТК на площину θ_y, θ_x – г)

Порівнюючи регулярні кругові та Y подібні антенні решітки та решітки з випадковим розміщенням елементів і ФН ПРТК з такими антеннами (див. рис. 4.32–4.38) можна навести наступні висновки:

- геометрія антенної системи суттєво впливає на вигляд ФН ПРТК, а саме на рівень бічних пелюсток, їх інтегральний рівень і просторове положення;
- випадкове розподілення антен у заданій площі можливо має переваги над регулярним, але не при малій кількості антен;
- практично доцільним розміщенням невеликої кількості антен є кругове еквідистантне розміщення, яке забезпечує радіальну симетрію ФН ПРТК.

4.8. Узагальнення результатів досліджень та розроблення критеріїв вузькосмуговості, широкосмуговості та надширокосмуговості ПРТК

Узагальнюючи результати досліджень, проведених у 4.1–4.7 розробимо критерії вузькосмуговості, широкосмуговості і надширокосмуговості ПРТК.

Із аналізу рис. 4.1–4.38 слідує, що традиційний для активної радіолокації критерій (розглянутий у вступі цього розділу) розрізнення вузькосмугових, широкосмугових і НШС систем не є адекватний для відповідної класифікації ПРТК. Це визвано тим, що він не містить інформації про просторові координати антенної системи, які суттєво впливають на форму ФН ПРТК.

Вичленимо основні результати проведених досліджень:

- ПРТК може проявляти у певних напрямках признаки надширокосмуговості і майже не проявляти їх у інших напрямках (див. рис. 4.17);

- при переході до широкосмуговості і надширокосмуговості з'являється ефект модуляції ФН ПРТК, який досить добре спостерігається для двоантенного ПРТК і складно ідентифікується у багатоантенному ПРТК. Останнє не дозволяє використати його у якості достатнього критерію широкосмуговості ПРТК;

- огинаюча елементарної антени у антенній системі не містить чітко виражених мінімумів. Як і попередній пункт, це не може бути використано для розробки достатнього критерію широкосмуговості ПРТК, так як містить інформацію не про антенну систему в цілому, а лише про одну антену;

- масштабування сітки фазових центрів антен у антенній системі не змінює рівня максимуму бічних пелюсток, їх інтегрального об'єму та просторового положення. Пропорційно змінюється лише масштаб ФН ПРТК по кутовим (ФПСЧ по просторово-частотним) координатам;

Розробимо вимоги до критерію, який має визначати належність ПРТК до вузькосмугового, широкосмугового і надширокосмугового. Бажано, щоб він відповідав наступним вимогам:

- виражався одним числом;
- мав ясну фізичну сутність;
- відносно просто розраховувався з аналізу ФН ПРТК.

Виходячи з проведених у розділі досліджень, доцільно ввести наступний критерій відношення рівня максимальної бічної пелюстки до рівня головної пелюстки з послідуочим порівнянням з порогом, а саме

$$\begin{aligned}
 1 &\geq \frac{\max(\Psi_{Q,SL}(\cdot))}{\max(\Psi_{Q,ML}(\cdot))} \geq 0.8 && \text{– вузькосмуговий РМК,} \\
 0.8 &> \frac{\max(\Psi_{Q,SL}(\cdot))}{\max(\Psi_{Q,ML}(\cdot))} \geq 0.5 && \text{– широкосмуговий РМК,} \\
 0.5 &> \frac{\max(\Psi_{Q,SL}(\cdot))}{\max(\Psi_{Q,ML}(\cdot))} && \text{– надширокосмуговий РМК.}
 \end{aligned} \tag{4.3}$$

Запропонований критерій є простим, але він не містить інформації щодо впливу загального об'єму бічних пелюсток на якість формування РМЗ. Вочевидь, що інтегральний об'єм бічних пелюсток значно перевищує об'єм головної пелюстки. Тому необхідно провести детальне дослідження впливу бічних пелюсток на якість формування РМЗ. Основні результати такого дослідження наведені у наступному підрозділі.

4.9. Імітаційне моделювання побудови РМЗ у РМК

Проведемо моделювання РМЗ згідно лівої частини (3.32). Для цього використаємо тестове (еталонне, ідеальне) зображення, показане на рис. 4.39,

на якому представлено декілька характерних елементів (групи близько розміщених об'єктів, точкові об'єкти, текстурні області).

Алгоритм формування РМЗ наведено на рис. 4.40 (блоки до первинного РМЗ). Нижче буде показано, що первинне РМЗ спотворено «проникаючою потужністю радіотеплового випромінювання об'єктів по бічним пелюсткам» і потрібно розробити методику підвищення якості РМЗ. Цій методиці відповідають блоки алгоритму, які розташовані після «Первинне РМЗ». Фізична сутність повної обробки буде розкрита у процесі викладення результатів дослідження цього пункту.

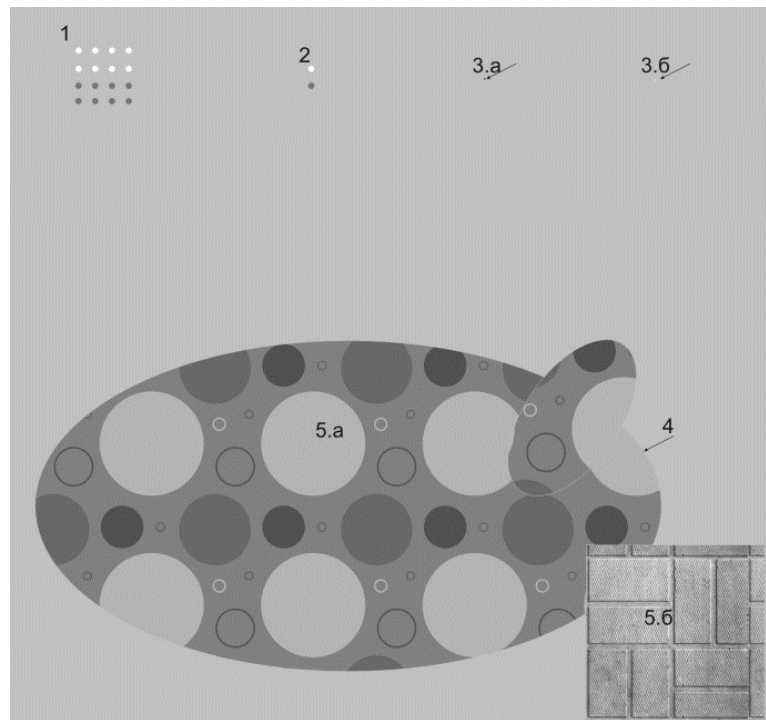


Рис. 4.39. Тестове зображення з характерними елементами:

1, 2 – групи об'єктів з різною інтенсивністю; 3.a і 3.б – малорозмірні (точкові) об'єкти (вказані стрілками); 4 – мало контрастна границя об'єкта;
5.a і 5.б – текстурні області зображення

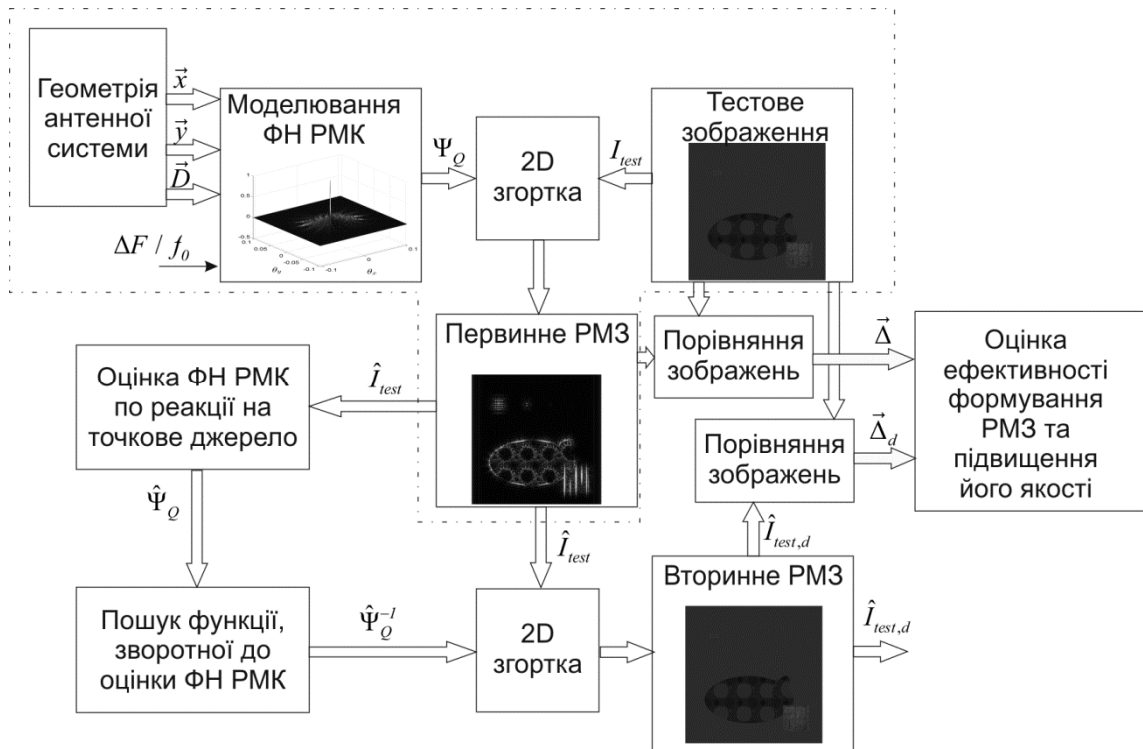


Рис. 4.40. Розширений алгоритм формування РМЗ, підвищення його якості та оцінки похибки формування РМЗ

4.9.1. Обґрунтування вибору тестового зображення

При імітаційному моделюванні радіотехнічних систем, призначених для формування радіозображень, важливо вибрати тестове зображення з урахуванням наступних чинників:

- наявні точкові об'єкти, на відображення яких не впливатимуть сусідні об'єкти (на рис. 4.39 позначені 3.а і 3.б);
- групи малорозмірних об'єктів з різними інтенсивностями, розміщені в зоні дії ФН (на рис. 4.39 позначені 1 і 2);
- низькоконтрастні границі (на рис. 4.39 позначені 4);
- текстурні області (на рис. 4.39 позначені 5.а і 5.б).

Наявність тестового (ідеального) зображення важлива для розрахунку кількісних показників якості формування РМЗ, таких як індекс структурної подібності (SSIM index [194]), індекс структурної розбіжності (DSSIM index) та ін.

Наявність точкових об'єктів досить важливе, так як дозволить оцінити ФН ПРТК. Інформація про ФН дозволить вирішити задачу підвищення якості РМЗ.

4.9.2. Імітаційне моделювання первинного РМЗ

Проведемо імітаційне моделювання РМЗ, отриманих з використанням різних ПРТК, параметри яких наведено у табл. 4.1.

Таблиця 4.1

Позначення ФН ПРТК, які використані при моделюванні РМЗ

Параметри РМК	Позначення ФН РМК
1	2
Триантенна система зображена на рис. 4.18.а, $\lambda = 0,1$ м, $\Delta F / f_0 = 0,01$	$\Psi_{\varrho}(3,0.1,0.01)$ зображена на рис. 4.18.в
Триантенна система зображена на рис. 4.18.а, $\lambda = 0,1$ м, $\Delta F / f_0 = 1,5$	$\Psi_{\varrho}(3,0.1,1.5)$ зображена на рис. 4.22.а
П'ятиантенна система зображена на рис. 4.24.а, $\lambda = 0,1$ м, $\Delta F / f_0 = 0,2$	$\Psi_{\varrho}(5,0.1,0.2)$ зображена на рис. 4.24.в
П'ятиантенна система зображена на рис. 4.24.а, $\lambda = 0,1$ м, $\Delta F / f_0 = 1,5$	$\Psi_{\varrho}(5,0.1,1.5)$ зображена на рис. 4.27.а
Дев'ятиантенна система зображена на рис. 4.32.а, $\lambda = 0,1$ м, $\Delta F / f_0 = 0,2$	$\Psi_{\varrho}(9,0.1,0.2)$ зображена на рис. 4.32.в
Дев'ятиантенна система зображена на рис. 4.38.а, $\lambda = 0,1$ м, $\Delta F / f_0 = 0,3$	$\Psi_{\varrho}(9,0.1,0.3)$ зображена на рис. 4.38.в

На рис. 4.41– 4.46 показані первинні РМЗ, отримані з використанням наведених у табл. 4.1 ФН ПРТК.

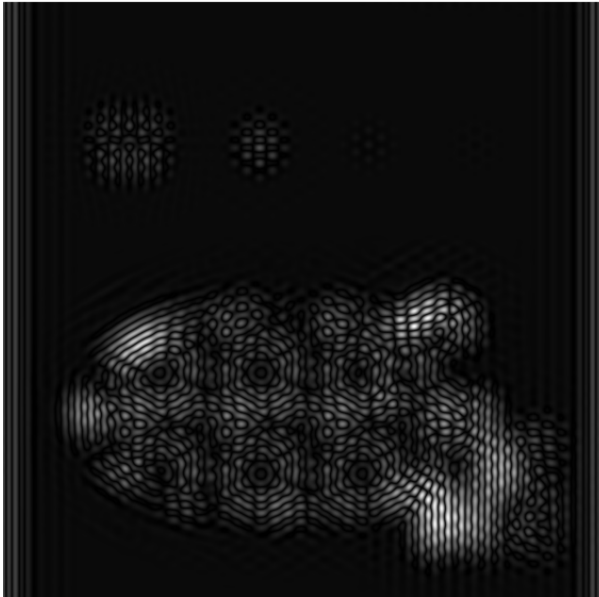


Рис. 4.41. Первинне РМЗ. При моделюванні використана ФН $\Psi_0(3,0.1,0.01)$

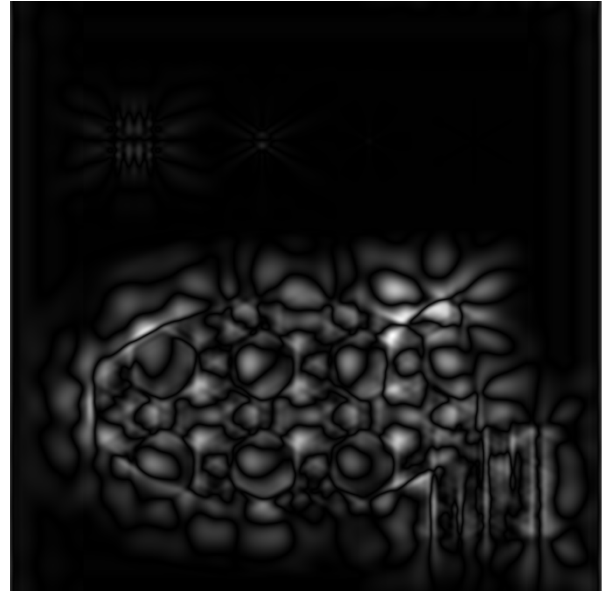


Рис. 4.42. Первинне РМЗ. При моделюванні використана ФН $\Psi_0(3,0.1,1.5)$

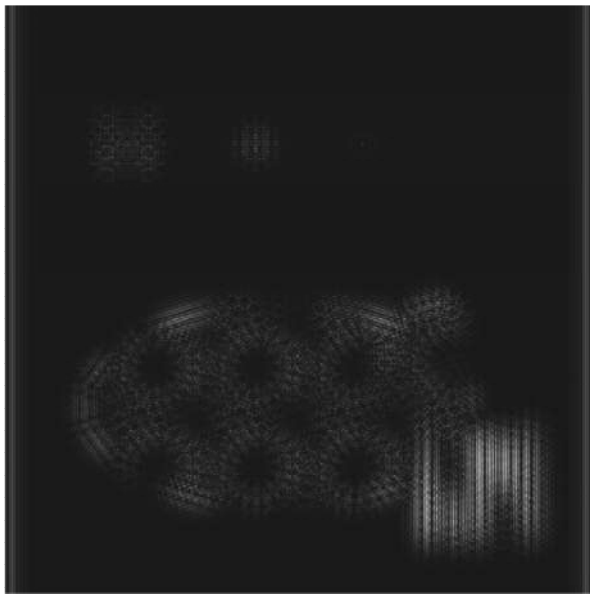


Рис. 4.43. Первинне РМЗ. При моделюванні використана ФН $\Psi_0(5,0.1,0.2)$

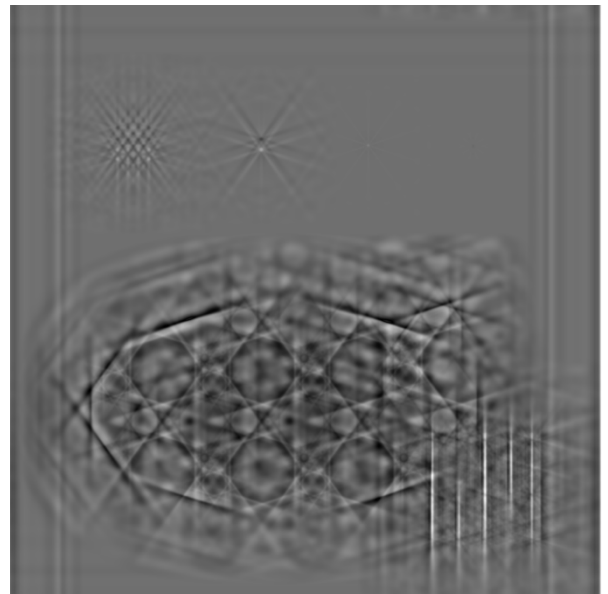


Рис. 4.44. Первинне РМЗ. При моделюванні використана ФН $\Psi_0(5,0.1,1.5)$

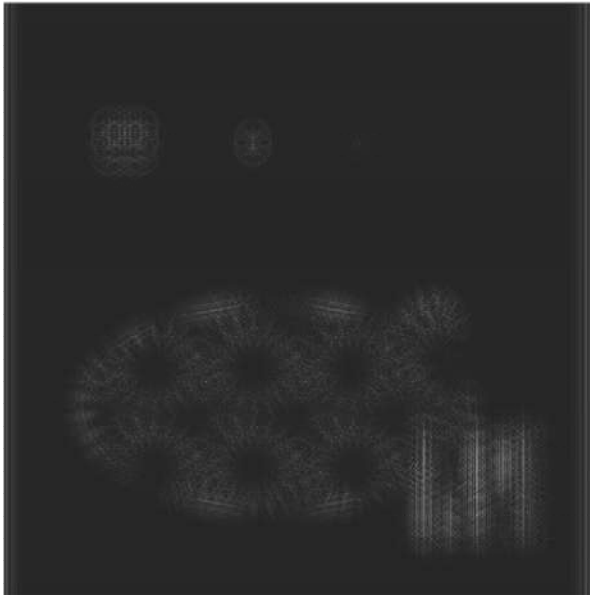


Рис. 4.45. Первинне РМЗ. При моделюванні використана ФН

$$\Psi_Q(9,0.1,0.2)$$

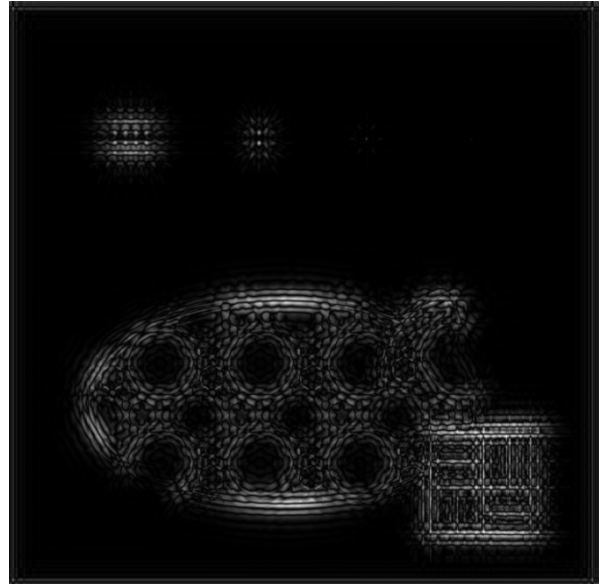


Рис. 4.46. Первинне РМЗ. При моделюванні використана ФН

$$\Psi_Q(9,0.1,0.3)$$

З візуального аналізу рис. 4.41– 4.46 слідує, що первинні РМЗ містять спотворену інформацію, яка має місце на тестовому зображенні. Такі спотворення викликані, насамперед, значним інтегральним значенням бічних пелюсток.

Для підвищення якості первинних РМЗ слід розробити відповідну методику.

4.9.3. Нова методика підвищення якості первинного РМЗ

Методика практичного підвищення якості первинних РМЗ полягає у обробці зображення функцією, зворотною до ФН РМК. Таку функцію знайдемо з рішення рівняння обернення наступного вигляду

$$\int_{-\infty}^{\infty} \Psi_Q(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_1, \cdot) \Psi_Q^{-1}(\vec{\vartheta}_1 - \vec{\vartheta}_0, \cdot) d\vec{\vartheta}_1 = \delta(\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0), \quad (4.4.a)$$

або у символічному вигляді

$$\Psi_{\varrho}(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0, \cdot) \otimes \Psi_{\varrho}^{-1}(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0, \cdot) = \delta(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0). \quad (4.4.6)$$

Тоді, застосуємо до лівої частини (3.31), яку перепишемо у наступному вигляді $I(\vec{\mathcal{G}}) \otimes \Psi_{\varrho}(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0, \cdot)$, оператор згортки з функцією $\Psi_{\varrho}^{-1}(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0, \cdot)$ і отримаємо

$$I(\vec{\mathcal{G}}) \otimes \underbrace{\Psi_{\varrho}(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0, \cdot) \otimes \Psi_{\varrho}^{-1}(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0, \cdot)}_{\delta(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0)} = I(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0). \quad (4.5)$$

З аналізу (4.5) слідує, що з математичної точки зору існує можливість повністю відновити істинну структуру зображення.

Фізично це реалізувати не просто. Рішення рівняння обернення (4.4) не завжди існує, що викликано двома причинами: невідома форма $\Psi_{\varrho}(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0, \cdot)$, а тому на практиці можливо її оцінити (тобто визначити $\hat{\Psi}_{\varrho}(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0, \cdot)$) тільки з певною мірою точності; навіть якщо досить точно оцінка ФН РМК відповідає істинній, то слід зауважити, що не для всіх класів функцій існує рішення (4.4).

Виходячи з цього можна запропонувати наступну практичну методику підвищення якості первинних РМЗ:

- визначити на первинному зображенні область, яка відповідає реакції системи на точкове джерело, та виділити цю область у якості $\hat{\Psi}_{\varrho}(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0, \cdot)$;
- вирішити рівняння (4.4.6) у спектральній області наступним чином

$$\Psi_{\varrho}^{-1}(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0, \cdot) = F^{-1} \left\{ \frac{1}{F \left\{ \Psi_{\varrho}(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0, \cdot) \right\}} \right\}, \quad (4.5)$$

застосувавши, якщо виникне необхідність, один з методів регуляризації. Зокрема, можна нульові значення функції $F\left\{\Psi_{\rho}\left(\vec{\mathcal{G}} - \vec{\mathcal{G}}_0, \cdot\right)\right\}$ замінити деяким малим (відносно середнього значення) числом α .

Цій методиці відповідає частина алгоритму моделювання, яка знаходиться поза межами штрих-пунктирної лінії на рис. 4.40.

На рис. 4.47 наведено вторинне РМЗ, отримане згідно з запропонованою методикою з первинних РМЗ (див. рис. 4.41–4.46). Слід зазначити, що висока ступінь відновлення зображень забезпечила майже повне відтворення істинної структури тестової інтенсивності для усіх первинних РМЗ.

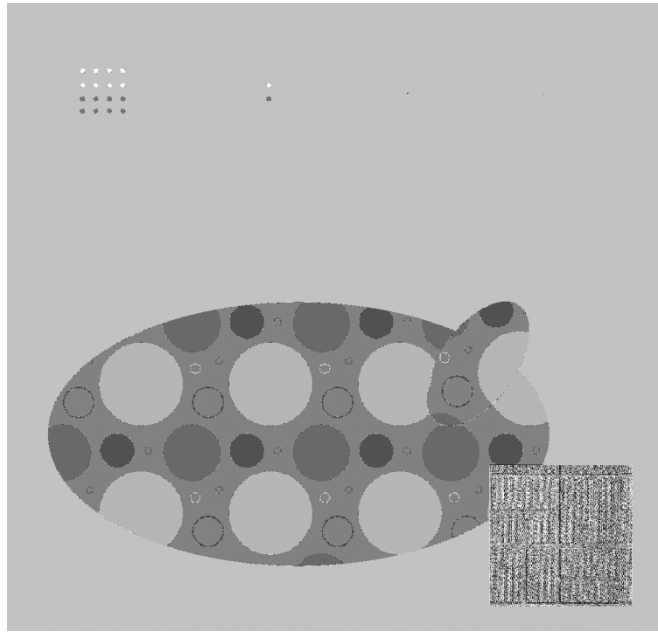


Рис. 4.47. Вторинне РМЗ (характерне для всіх первинних РМЗ, показаних на рис. 4.41- 4.46)

Чисельне значення подібності первинних, вторинних РМЗ і тестового дамо з використанням вектору параметрів

$$\left\| \begin{array}{c} \vec{\Delta} \\ \vec{\Delta}_d \end{array} \right\| = \left\| \begin{array}{cc} \Delta_1 & \Delta_2 \\ \Delta_{d1} & \Delta_{d2} \end{array} \right\| = \left\| \begin{array}{cc} SSIM & DSSIM \\ SSIM_d & DSSIM_d \end{array} \right\|,$$

де індекс d вказує на те, що порівнюється вторинне і тестове зображення.

Результати чисельного моделювання наведені у табл. 4.3.

Таблиця 4.3

Результати чисельного моделювання оцінки якості формування первинних РМЗ і відновлення істинної структури запропонованою методикою (вторинні РМЗ)

SSIM metric Δ_1, між тестовим зображенням і первинним РМЗ	SSIM metric Δ_{d1}, між тестовим зображенням і вторинним РМЗ	DSSIM metric Δ_2, між тестовим зображенням і первинним РМЗ	DSSIM metric Δ_{d2}, між тестовим зображенням і вторинним РМЗ
-0.0995	0.9562	0.5498	0.0219
-0.0035	0.9464	0.5017	0.0268
-0.0014	0.9486	0.5007	0.0257
0.8141	0.8706	0.0929	0.0647
0.0040	0.9562	0.4980	0.0219
0.1513	0.9561	0.4244	0.0218

Співставлення результатів моделювання первинних РМЗ, наведених на рис. 4.41–4.47, і чисельних значень $\vec{\Delta}$ (див. табл. 4.3.) показує, що ці метрики (як і більшість на сьогодні відомих) не дозволяють об'єктивно оцінити чисельне значення якості РМЗ. Тому, важливо доповнити $\vec{\Delta}$ візуальним аналізом експерта, що внесе суб'єктивізм у процес оцінювання.

У той же час, вторинні РМЗ, отримані застосуванням нової методики обробки сигналів до первинних РМЗ, досить близькі до істинного значення інтенсивності, як функції просторових координат. При цьому чисельні значення алгебраїчного вектора $\vec{\Delta}_d$ і візуальний аналіз вторинних РМЗ співпадає.

Можна зробити висновок, що для достатньо близьких за наповненням зображень (коли SSIM і DSSIM наближаються відповідно до 1 і 0), чисельні

значення якості мають фізичний сенс. У той час, коли вказане не виконується, оцінки SSIM і DSSIM не відображають реальної подібності зображень. При цьому, для оцінювання ефективності функціонування РМК на етапі його розробки необхідне втручання експерта для візуального аналізу РМЗ.

4.10. Узагальнена структурна схема ПРТК з первинною і вторинною обробкою сигналів

Відповідно до проведених досліджень попереднього та поточного розділів, запропонована узагальнена структурна схема ПРТК (рис. 4.48), яка виконує первинну обробку сигналів і вторинну обробку зображень.

Робота структурної схеми (див. виділене штриховою лінією на рис. 4.48), яка реалізує первинну обробку просторово-часових радіометричних сигналів дано у попередньому розділі. Результатом первинної обробки є первинне РМЗ $\hat{I}_{Q\sim}(\vec{\mathcal{G}})$, яке, як показано вище, може бути значно спотворене проникненням сигналів по бічним пелюсткам ФН ПРТК.

Таке зображення може бути оброблено на етапі вторинної обробки див. виділене пунктирною лінією на рис. 4.48), реалізація якої потребує відомостей щодо точної форми ФН $\Psi_Q(\cdot)$. Враховуючи, що інформація про $\Psi_Q(\cdot)$ може бути відсутня, необхідно оцінити ФН ПРТК. Для цього необхідно побудувати зображення точкового джерела (фізичне наближення просторової дельта-функції), реакцією систем на яку буде $\hat{\Psi}_Q(\cdot)$. Після цього (див. методику) розраховується $\hat{\Psi}_Q^{-1}(\cdot)$ і вирішується задача підвищення якості первинного РМЗ – перехід до вторинного РМЗ $\hat{I}_{Q\sim}(\vec{\mathcal{G}})$.

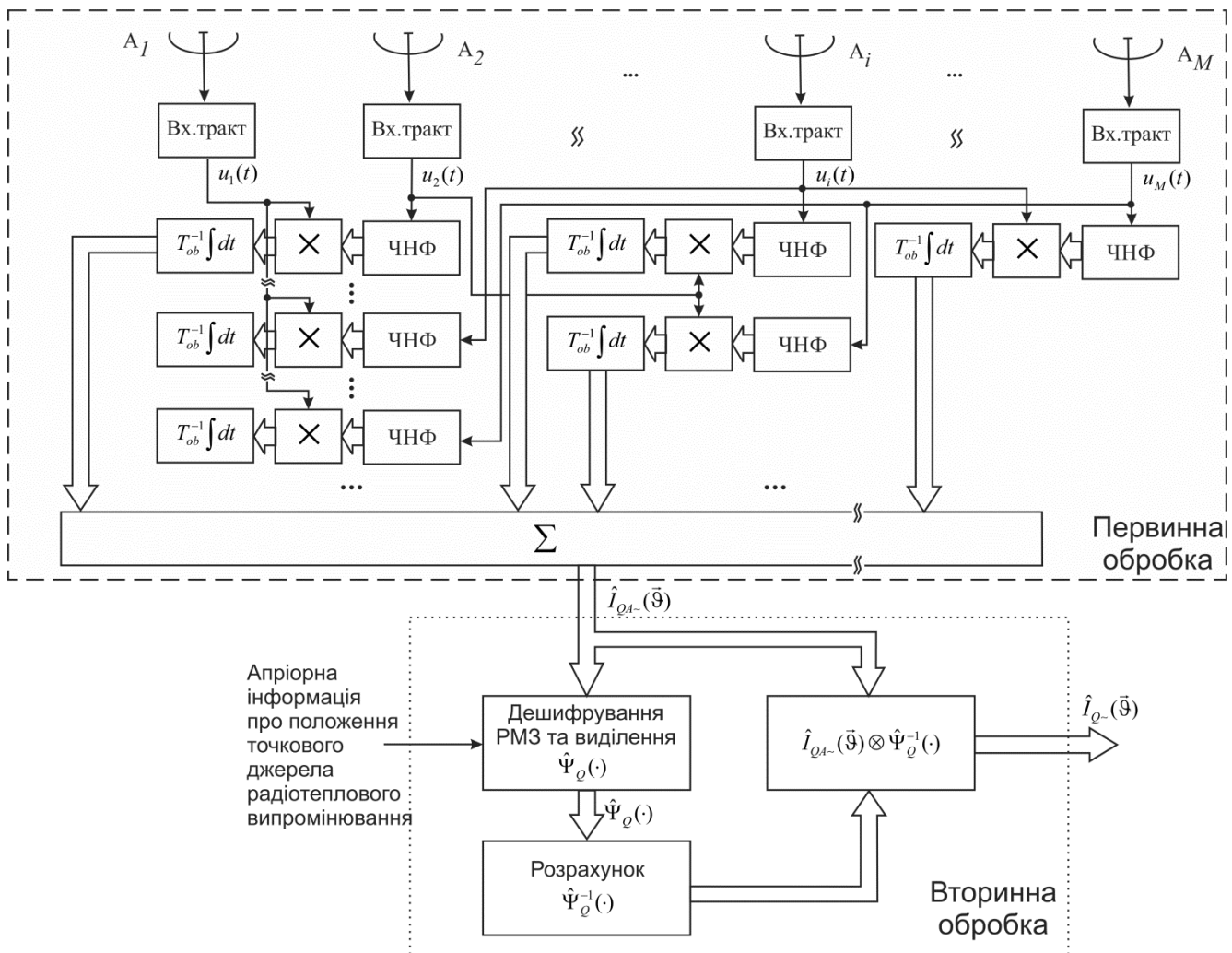


Рис. 4.48. Узагальнена структура ПРТК з первинною обробкою сигналів (обмежено штриховою лінією) та вторинною обробкою РМЗ (обмежено пунктирною лінією)

Висновки до розділу

Отримано низку нових результатів, які мають важливе практичне значення для розвитку теорії надширокосмугових ПРТК.

ПРТК у різних напрямках може проявляти або не проявляти властивостей широкосмуговості.

При фіксованому значенні $\Delta F / f_0$ і збільшенні бази антенної системи спостерігається ефект «модуляції синком», характерний для НШС ПРТК. Дано фізичну інтерпретацію вказаного ефекту.

При фіксованій базі антенної системи і збільшенні відношення $\Delta F / f_0$ з'являються признаки НШС ПРТК. Вказано, що при розширенні смуги частот при незмінній центральній частоті налаштування приймача огинаюча ФН НШС ПРТК відмінна від ФН вузькосмугової ПРТК. Цьому явищу дана фізична інтерпретація виходячи з аналізу ФПСЧ НШС ПРТК.

Огинаюча ФН елементарної антени у антенній системі ПРТК не має чіткого мінімуму, який спостерігається у вузькосмугових.

Запропоновано фізично ясний критерій класифікації ПРТК на вузькосмугові, широкосмугові, надширокосмугові.

Встановлено, що ФН широкосмугових і НШС ПРТК можуть мати значний об'єм бічних пелюсток, що значно знижує показники якості формування зображень. Значно підвищити якість РМЗ при цьому можна за рахунок використання вперше запропонованої практичної методики просторової декореляції первинного РМЗ. Така методика безпосередньо слідує з аналізу фізичної сутності РМЗ та, як показують розрахунки, дозволяє суттєво підвищити якість первинного РМЗ (індекси структурної подібності SSIM і структурної відмінності DSSIM змінюються майже на порядок).

Відомості, отримані у розділі, дозволили розробити узагальнену структурну схему «наскрізної» обробки сигналів і підвищення якості первинних РМЗ.

РОЗДІЛ 5.
СТРУКТУРНИЙ СИНТЕЗ ПАСИВНИХ РАДІОТЕХНІЧНИХ
КОМПЛЕКСІВ ТРИВИМІРНОГО КАРТОГРАФУВАННЯ
ПРОТЯЖНИХ ОБ'ЄКТІВ

ПРТК, як це відмічалось у попередніх розділах, широко застосовуються для вирішення різних завдань дистанційного зондування. У той же час, завдання оцінки рельєфу (тривимірного картографування) вирішуються переважно в оптичному діапазоні або методами активної радіолокації. Проте, як це слідує з проведеного в розділі дослідження, розробка ПРТК рельєфометрії – один з найперспективніших напрямків розвитку радіолокації, який за багатьма критеріями задовольняє вимогам «Green Engenireeng».

Так склалося, що на сьогодні точність оцінювання рельєфу активними радіосистемами перевершує точність пасивних радіосистем. Проте бурхливий розвиток НШС радіоелементної бази і технологій виготовлення високошвидкісних і високорозрядних ПЛІС дозволяє прогнозувати суттєве підвищення точності пасивних радіосистем. Все це свідчить про актуальність проведення досліджень щодо оптимізації алгоритмів обробки НШС радіотеплових сигналів і просторово-часових полів з метою формування тривимірних карт протяжних об'єктів.

Розділ спрямований на структурний синтез НШС ПРТК рельєфометрії. Він містить наступні три напрямки, які в комплексі вирішують проблему структурного синтезу: синтез багатоантенного оптимального виявника, який визначає наявність або відсутність просторово-протяжного джерела радіотеплового випромінювання в заданій області простору; синтез алгоритму оптимального оцінювання координат просторово-протяжного

об'єкта; розробка структурної схеми пасивної радіотехнічної системи, що забезпечує формування рельєфу протяжного об'єкта.

Результати досліджень, які увійшли до розділу, опубліковані у роботах [82–84, 96, 105, 106, 111].

5.1. Оптимальний виявник протяжного об'єкта у заданій області спостереження

Оцінці координат протяжного об'єкта передують рішення задачі виявлення цього об'єкта в заданій зоні спостереження. Сформулюємо і вирішимо завдання виявлення в припущенні, що заданою є геометрія N -елементної антенної системи, а вхідні тракти приймачів, встановлених після кожної антени, задовольняють умові надширокосмугові. При цьому кожна з антен знаходиться (по відношенню до джерела випромінювання) в дальній зоні Фраунгофера, а в цілому антенна система знаходиться у в ближній зоні Френеля. Умова, що накладається на розміщення антенної системи, забезпечує можливість реєстрації кривизни хвильового фронту поля, що випромінюється довільною елементарною ділянкою протяжного об'єкта.

Формулювання задачі і вихідні данні. За реєстрацією сигналів з виходів N -елементної антенної системи, які спостерігаються у адитивній суміші з гауссівськими шумами, необхідно підтвердити одну з гіпотез H_1 (присутній протяжний об'єкт у області перехрещення окремих антен всієї системи) чи H_0 (відсутній протяжний об'єкт у області перехрещення окремих антен всієї системи). Вважаємо, що протяжний об'єкт може знаходитися у межах дальностей $[R_{\min}; R_{\max}]$. Управління діаграмами спрямованості (ДС) усіх антен виконаємо таким чином щоб їхні головні пелюстки спрямовувалися на одну й ту ж ділянку простору.

Відповідно до зформульованої задачі запишемо систему рівнянь у наступному вигляді

$$\{u_i(t)\}_{i=1}^N = \{\varepsilon s(t - \tau_{li}) + (1 - \varepsilon)s_i(t) + n_i(t) + n_{r,i}(t)\}_{i=1}^N, \quad (5.1)$$

де ε – коефіцієнт статистичного зв'язку між спостереженнями $u_i(t)$ і $u_j(t)$, $i, j = 1..N; i \neq j$ (вважаємо, що $\varepsilon = 1$, якщо i -та і j -та антени зфокусовані на деякий участок протяжного об'єкта і $\varepsilon = 0$, якщо ця умова не виконується), $s(t)$ – радіометричний сигнал, який випромінюється деякою ділянкою протяжного об'єкта і реєструється усіма антенами, $s_i(t)$ – сигнал на виході додетекторної частини i -го каналу не корельований з аналогічними сигналами на виходах інших $N - 1$ антен, $n_i(t)$ – адитивні шуми в i -му каналі, $n_{r,i}(t)$ – регуляризуючий шум, який виключає сингулярні рішення інтегральних рівнянь, τ_{li} – час затримки сигналів між приходом в першу і i -ту антени. Антену систему можна зфокусувати так, щоб усі антени завжди спостерігають об'єкт під однаковими напрямками. При цьому можна вважати $\tau_{li} = 0$.

Спектральні густини потужності (СГП) сигналів $s(t)$ і $s_i(t)$ рівні між собою, тобто $N_{0s} = N_{0s,i}$.

Статистичний синтез оптимального виявлювача. Синтезуємо оптимальний виявлювач, порівнюючи відношення правдоподібності з порогом. При записі функціоналів правдоподібності врахуємо, що сигнали неперервні і спостерігаються на виході додетекторних частин приймачів, передавальні характеристики яких обмежують (умова НШС виконується) смугу робочих частот. Виходячи з цього, спостереження будуть корельованими (мова йде про автокореляцію у часі), а функціонал правдоподібності запишемо у наступному виді:

$$p(\vec{u} | \varepsilon) = k \exp \left[-\frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T \vec{u}^T(t_1) \underline{W}(t_1, t_2, \varepsilon) \vec{u}(t_2) dt_1 dt_2 \right], \quad (5.2)$$

де $\underline{W}(t_1, t_2, \varepsilon)$ – матриця, зворотня матриці кореляційних функцій спостережень $\underline{R}(t_1, t_2, \varepsilon) = \langle \vec{u}^T(t_1) \vec{u}(t_2) \rangle$ (тут $\langle \cdot \rangle$ – знак статистичного усереднення), розрахована для випадків $\varepsilon = 1$ і $\varepsilon = 0$, k – коефіцієнт, який в неперервному записі рівнянь призводить до сингулярних рішень (виключення складають похідні від нього і відношення подібних коефіцієнтів, які розраховуються відповідно у задачах оцінки параметрів і задачах виявлення).

Відношення правдоподібності запишемо у вигляді

$$\frac{p(\vec{u} | 1)}{p(\vec{u} | 0)} = \frac{k_1}{k_0} \exp \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T \vec{u}^T(t_1) \underline{W}(t_1, t_2, 0) \vec{u}(t_2) dt_1 dt_2 - \\ - \frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T \vec{u}^T(t_1) \underline{W}(t_1, t_2, 1) \vec{u}(t_2) dt_1 dt_2 \end{array} \right\} \begin{array}{l} > \frac{P_0}{P_1} \\ < \frac{P_0}{P_1} \end{array}, \quad (5.3)$$

де P_0 і P_1 – ймовірності відсутності ($\varepsilon = 0$) та наявності ($\varepsilon = 1$) ділянки протяжного об'єкту у заданій області дальностей, $p(\vec{u} | 0)$ і $p(\vec{u} | 1)$ – функціонали правдоподібності для $\varepsilon = 0$ і $\varepsilon = 1$, « T » – оператор транспонування.

Слід відзначити, що отримати рішення (5.3) у аналітичному вигляді вдається тільки для обмеженого класу функцій. Враховуючи стаціонарність та гауссівський розподіл процесів, які входять у рівняння спостереження, а також те, що час спостереження T значно більший інтервалу кореляції, знайдемо рішення (5.3) у спектральній області, для чого розрахуємо його перетворення Фур'є

$$\frac{p(\vec{u} | 1)}{p(\vec{u} | 0)} = \frac{k_1}{k_0} \exp \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \vec{U}^+(j\omega) \underline{G}^{-1}(\omega, 0) \vec{U}(j\omega) d\omega - \\ - \frac{1}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \vec{U}^+(j\omega) \underline{G}^{-1}(\omega, 1) \vec{U}(j\omega) d\omega \end{array} \right\} \begin{array}{l} > \frac{P_0}{P_1} \\ < \frac{P_0}{P_1} \end{array}, \quad (5.4)$$

де $\vec{U}(j\omega) = \|\dot{U}_1(j\omega) \dots \dot{U}_N(j\omega)\|^T$,

$$\vec{U}^+(j\omega) = [\vec{U}^*(j\omega)]^T = \|\dot{U}_1^*(j\omega) \dots \dot{U}_N^*(j\omega)\|,$$

$\dot{U}_i(j\omega) = F\{u_{iT}(t)\}$ – спектр обмежений інтервалом $(0, T)$ спостереження $u_i(t)$ у i -му каналі, «*» – оператор комплексного спряження, «⁺» – оператор ермітового спряження, $F\{\cdot\}$ – оператор прямого перетворення Фур'є, $\omega = 2\pi f$, $G^{-1}(\omega, \varepsilon) = F\{\underline{W}(t_1 - t_2, \varepsilon)\}$.

Матрицю СГП знайдемо, розраховуючи перетворення Фур'є від матриці кореляційних функцій у наступному вигляді:

$$G_{ij}(\omega, 0) = \begin{cases} G_{\Sigma}(\omega, 0), & i = j, \\ 0, & i \neq j, \end{cases} \quad (5.5)$$

$$G_{ij}(\omega, 1) = \begin{cases} G_{\Sigma}(\omega, 1), & i = j, \\ G_s(\omega), & i \neq j, \end{cases} \quad (5.6)$$

де $G_{i\Sigma}(\omega, 0) \approx G_{i\Sigma}(\omega, 1) = G_{\Sigma}(\omega) = G_s(\omega) + G_n(\omega) + G_r(\omega)$.

У подальшому скористаємося скороченими записами

$$G_{\Sigma}(\omega) = G_{\Sigma}, \quad G_s(\omega) = G_s, \quad \dot{U}_i(j\omega) = \dot{U}_i, \quad \dot{U}_i^*(j\omega) = \dot{U}_i^*.$$

Тоді елементи матриць, зворотних матрицям СГП, знайдемо у вигляді

$$G_{ij}^{-1}(\omega, 0) = \begin{cases} G_{\Sigma}^{-1}, & i = j, \\ 0, & i \neq j, \end{cases} \quad (5.7)$$

$$G_{ij}^{-1}(\omega, 1) = \begin{cases} \frac{\Delta_{N-1}}{\Delta_N}, & i = j, \\ -\frac{A_N}{\Delta_N}, & i \neq j \end{cases} = \begin{cases} \alpha, & i = j, \\ -\beta, & i \neq j, \end{cases} \quad (5.8)$$

де

$$\Delta_N = |\underline{G}| = (G_\Sigma - G_s)^{N-1} [G_\Sigma + (N-1)G_s] \quad (5.9)$$

– визначник матриці СГП $\underline{G}(\omega, 1)$,

$$A_N = G_s (G_\Sigma - G_s)^{N-2} \quad (5.10)$$

– недіагональний елемент приєднаної матриці $adj[\underline{G}(\omega, 1)]$.

Підставляючи (5.7) і (5.8) в (5.4), перепишемо (5.4) у такому вигляді

$$\frac{p(\bar{u} | 1)}{p(\bar{u} | 0)} = \frac{k_1}{k_0} \frac{\exp \left\{ \frac{1}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \beta \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^N (\dot{U}_i^* \dot{U}_j + \dot{U}_i \dot{U}_j^*) d\omega \right\}}{\exp \left\{ \frac{1}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} (\alpha - G_\Sigma^{-1}) \sum_{i=1}^N |\dot{U}_i|^2 d\omega \right\}} \begin{matrix} > P_0 \\ < P_1 \end{matrix}. \quad (5.11)$$

У результаті рішення отримаємо алгоритм оптимального виявлення протяжних об'єктів у наступному вигляді:

$$Z_{NW} = \sum_{\substack{i,j=1 \\ i < j}}^N \int_0^T u_{iW}(t) u_{jW}(t) dt \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} Z_0, \quad (5.12)$$

де $u_{iW}(t) = F^{-1} \{ \dot{U}_{iW}(j\omega) \} = F^{-1} \{ |\dot{K}_W(j\omega)| \dot{U}_i(j\omega) \}$, Z_0 – поріг виявлення,

$|\dot{K}_W(j\omega)| = |\dot{K}_H(j\omega)| \left[|\dot{K}_H(j\omega)|^4 + W_1 |\dot{K}_H(j\omega)|^2 + W_2 \right]^{-0,5}$ – амплітудно-частотна

характеристика (АЧХ) вибілюючого фільтру, $|\dot{K}_H(j\omega)| = |\dot{K}(j\omega)| / K_0$ – нормована АЧХ фільтру, узгодженого з АЧХ додетекторної частини i -го приймача (вважаємо, що усі додетекторні частини однакові),

$$W_1 = |\dot{K}_0|^{-2} (N \cdot N_{0s} + 2N_{0n}) N_{0r} [(N \cdot N_{0s} + N_{0n}) N_{0n}]^{-1},$$

$$W_2 = N_{0r}^2 |\dot{K}_0|^{-4} [(N \cdot N_{0s} + N_{0n}) N_{0n}]^{-1}.$$

Розрахуємо криві виявлення для оцінки якості виявлення. Умовну цільність розподілення ймовірності запишемо у вигляді

$$p(Z_{NW} | \varepsilon) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{Z_{NW}(\bar{u}|\varepsilon)}} \exp \left\{ -\frac{[Z_{NW}(\bar{u} | \varepsilon) - \langle Z_{NW}(\bar{u} | \varepsilon) \rangle]^2}{2\sigma_{Z_{NW}(\bar{u}|\varepsilon)}^2} \right\}, \quad (5.13)$$

де $Z_{NW}(\bar{u} | \varepsilon)$ – вихідний ефект, $\langle \cdot \rangle$ – оператор статистичного усереднення, $\sigma_{Z_{NW}(\bar{u}|\varepsilon)}^2$ – дисперсія $Z_{NW}(\bar{u} | \varepsilon)$.

Пронормуємо Z_{NW} і представимо її у наступному вигляді $\eta_N = Z_{NW} / T\Delta f_r K_0^2 k_B$. Нормована η_N як і Z_{NW} розподілена по нормальному закону і має наступні середнє і дисперсію (розраховано для ймовірностей обох значень $\varepsilon = 0, \varepsilon = 1$):

$$\langle \eta_N(\bar{u} | 0) \rangle = 0, \quad (5.14)$$

$$\langle \eta_N(\bar{u} | 1) \rangle = 0,5N(N-1)T_s^\circ, \quad (5.15)$$

$$\begin{aligned} \sigma_{\eta_N(\bar{u}|0)}^2 &= 0,25N(N-1) \left[K_0^2(T_s^\circ + T_n^\circ) + T_r^\circ \right] \times \\ &\times \left[K_0^2(T_s^\circ + T_n^\circ)\Delta f_r + T_r^\circ S_W \right] T^{-1} \Delta f_r^{-2} K_0^{-4}, \end{aligned} \quad (5.16)$$

$$\begin{aligned} \sigma_{\eta_N(\bar{u}|1)}^2 &= 0,25N(N-1) \left[K_0^2(2T_s^\circ + T_n^\circ) + T_r^\circ \right] \times \\ &\times \left[K_0^2(T_s^\circ + T_n^\circ)\Delta f_r + T_r^\circ S_W \right] T^{-1} \Delta f_r^{-2} K_0^{-4}. \end{aligned} \quad (5.17)$$

У формулах (5.16), (5.17) $2\Delta f_r = 1/2\pi \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{M}_W(j\omega)|^2 d\omega$ – ширина смуги додетекторної частини оптимального виявлювача, АЧХ додетекторної частини має вигляд $|\dot{M}_W(j\omega)| = |\dot{K}_H(j\omega)| \cdot |\dot{K}_W(j\omega)|$,

$2S_W = 1/2\pi \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}_W(j\omega)|^2 d\omega$, T_s° , T_n° і T_r° - ефективні температури об'єкта, приймача і регуляризуючої добавки.

Вроховуючи (5.14)–(5.17), перепишемо (5.13) у вигляді

$$p(\eta_N | 0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\eta_N(\bar{u}|0)}} \exp\left\{-\frac{1}{2} \frac{\eta_N^2}{\sigma_{\eta_N(\bar{u}|0)}^2}\right\}, \quad (5.18)$$

$$p(\eta_N | 1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\eta_N(\bar{u}|1)}} \exp\left\{-\frac{1}{2} \frac{[\eta_N - 0,5N(N-1)T_s^\circ]^2}{\sigma_{\eta_N(\bar{u}|1)}^2}\right\}. \quad (5.19)$$

Графіки функціоналів (5.18) і (5.19) наведені на рис. 5.1. Вигляд щільностей ймовірності при використанні 2, 3 і 4-х антен показані на рис. 5.2.

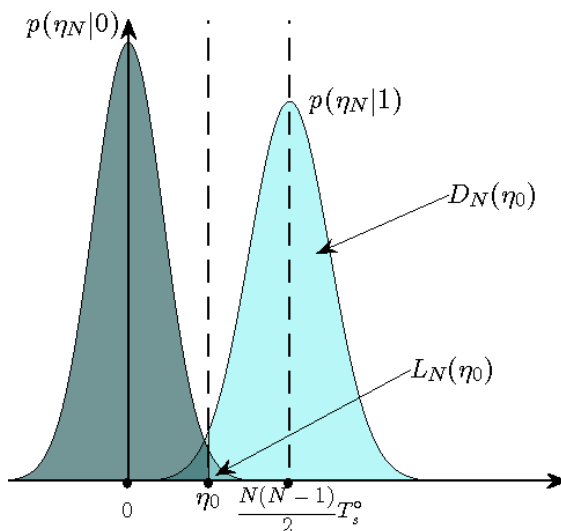


Рисунок 5.1 – Щільності ймовірностей

$$p(\eta_N | 1), p(\eta_N | 0)$$

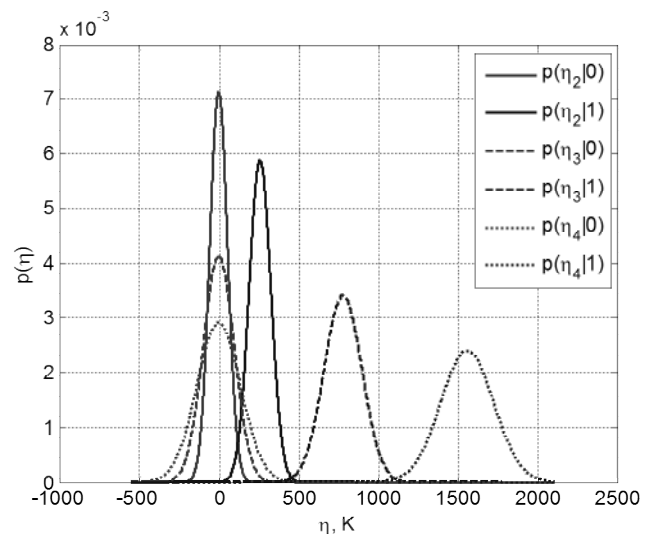


Рисунок 5.2 – Щільності ймовірностей

розподілення достаточних статистик

η для різної кількості антен

Із аналізу рис. 5.2 слідує наступна закономірність: збільшення числа антен у системі призводить до підвищення відношення сигнал/шум і, відповідно, дистанція між кривими, які описують щільності ймовірності

$p(\eta_N|1)$ і $p(\eta_N|0)$, збільшується. Пояснити таку різницю енергій можна з аналізу виразів (5.14)–(5.17). Підвищення числа антен N збільшує середньоквадратичне відхилення $\eta_N(\bar{u}|\varepsilon)$ у $\sqrt{0.5N(N-1)}$ разів, математичне сподівання $\langle \eta_N(\bar{u}|1) \rangle$ – у $0.5N(N-1)$ разів, а $\langle \eta_N(\bar{u}|0) \rangle = 0$. Щільності $p(\eta_N|1)$ і $p(\eta_N|0)$ розширюються повільніше, ніж збільшується відстань між ними. Відповідно, збільшення N супроводжується розширенням кривих $p(\eta_N|1)$ і $p(\eta_N|0)$ і збільшенням відстані між ними, що супроводжується підвищенням якості виявлення, яке оцінюється ймовірністю правильного виявлення при заданому рівні хибної тривоги.

Значний вплив на якісні характеристики виявлення здійснює і перехід до обробки НШС сигналів. Із аналізу (5.16), (5.17) слідує, що розширення смуги частот зменшує дисперсію (звужує криву $p(\eta_N|1)$) зворотно пропорційно ширині смуги пропускання.

Розглянемо ймовірності правильного виявлення і хибної тривоги

$$L(\eta_0) = 1 - F\left(\frac{\eta_0}{\sigma_{\eta(\mathbf{u}|0)}}\right) = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi\left(\frac{\eta_0}{\sigma_{\eta(\mathbf{u}|0)}}\right) \right], \quad (5.20)$$

$$D(\eta_0) = F\left[\mu_{\mathcal{D}} - \frac{\eta_0}{\sigma_{\eta(\mathbf{u}|1)}}\right] = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi\left(\frac{\eta_0}{\sigma_{\eta(\mathbf{u}|1)}} - \mu_{\mathcal{D}}\right) \right], \quad (5.21)$$

де $F(y) = (2\pi)^{-0.5} \int_{-\infty}^y e^{-0.5x^2} dx$, $\Phi(y) = 2(2\pi)^{-0.5} \int_0^y e^{-0.5x^2} dx$,

$$\mu_{\mathcal{D}(N)} = \frac{\sqrt{0.5N(N-1)}T_s^\circ \sqrt{T} \Delta f_r K_0^2}{\sqrt{0.5 \left[K_0^2 (2T_s^\circ + T_n^\circ) + T_r^\circ \right] \left[K_0^2 (T_s^\circ + T_n^\circ) \Delta f_r + T_r^\circ S_W \right]}} \quad (5.22)$$

– радіометричне відношення сигнал/шум.

Регуляризуюча добавка, яка вводиться в рівняння спостереження не повинна значно впливати на результати вимірювань. Це досягається тим, що

СГП регуляризучої добавки значно менша порівнянно з СГП сигналу і внутрішніх шумів приймача, тобто. $N_{0r} \ll N_{0s}$, $N_{0r} \ll N_{0n}$. Представимо (5.16), (5.17), (5.22) у вигляді

$$\sigma_{\eta_N(\bar{u}|0)}^2 \approx 0,5N(N-1)(T_s^\circ + T_n^\circ)^2 M^{-1}, \quad (5.23)$$

$$\sigma_{\eta_N(\bar{u}|1)}^2 \approx 0,5N(N-1)(2T_s^\circ + T_n^\circ)(T_s^\circ + T_n^\circ)M^{-1}, \quad (5.24)$$

$$\mu_{\mathcal{D}(N)} \approx \mu \sqrt{0,5N(N-1)} \sqrt{M}, \quad (5.25)$$

де $\mu = T_s^\circ / \sqrt{(2T_s^\circ + T_n^\circ)(T_s^\circ + T_n^\circ)}$, $M = 2T\Delta f_r$ – кількість некорельованих відліків.

На рис. 5.3, 5.4 наведено графіки залежностей ймовірностей хибної тревоги $L_N(\eta_0)$ від порогу η_0 (рис. 5.3) і криві спостереження від відношення сигнал/шум μ і ймовірності хибної тревоги L (рис. 5.4). При моделюванні використані наступні вихідні дані: $T_s^\circ = 260\text{K}$, $T_n^\circ = 300\text{K}$, $M = 10^3$, $N = 2$, характерні для задач дистанційного зондування Землі.

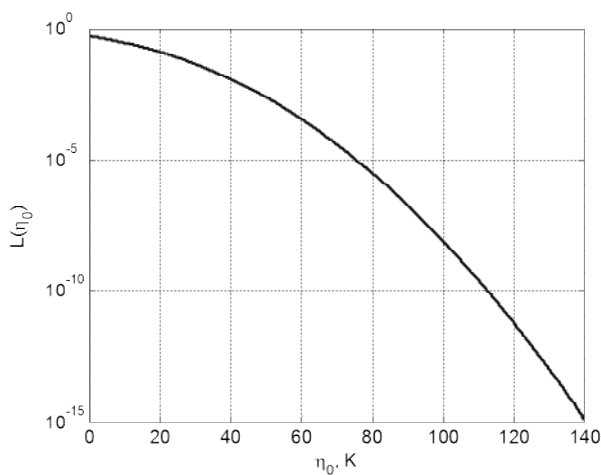


Рисунок 5.3 – Залежність ймовірності хибної тревоги від порога

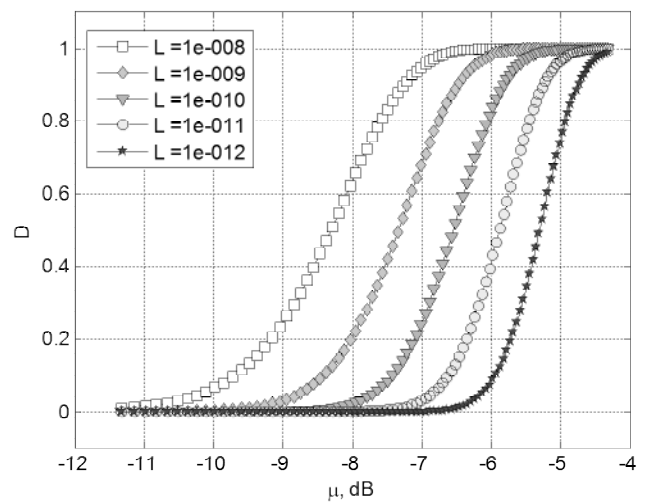


Рисунок 5.4 – Криві виявлення

Із (5.20), (5.21) слідує методика визначення якісних показників виявлення. Нехай задані параметри системи і для кожного заданого значення ймовірності хибної тривоги $L_N(\eta_0)$ необхідно знайти значення порогу η_0 (графічним методом по попередньо побудованому графіку $L_N(\eta_0)$ (рис. 5.3)). Для різних значень ймовірності хибної тривоги побудуємо криві виявлення як показано на рис. 5.4. Після цього по заданому значенню відношення сигнал/шум $\mu_{\mathcal{E}(N)}$, знайденому по значенню M , визначимо ймовірність правильного виявлення.

У випадку прийняття гіпотези H_1 (виявлення протяжного об'єкта радіотеплового випромінювання) ПРТК повинен оцінити координати цього об'єкта і зформувати його рельєф. Вказана задача вирішується у наступному підрозділі.

5.2. Статичний синтез алгоритму оптимального вимірювання координат протяжного об'єкта

Синтезуємо алгоритм оцінки координат протяжного об'єкта методом максимальної правдоподібності. Початкові данні залишаються тими ж, що й у попередньому підрозділі, але задача відноситься до класу оцінок постійних параметрів [40, 159, 163, 191].

Формулювання задачі та вихідні дані. За спостереженнями сигналів на фоні шумів на виходах додетекторних частин N -елементного ПРТК потрібно синтезувати алгоритм оптимального оцінювання координат протяжного об'єкта. Це тотожно пошуку положень різних ділянок протяжного об'єкту та вимірюванню до кожного з них дальності відносно фазового центру антенної системи, що може бути виконано, наприклад, у вигляді пошуку відповідного вектора $\vec{r} = (x', y', z')$ дальностей.

Аналогічно (5.1) (але вже задачу виявлення вирішено, тобто $\varepsilon = 1$) запишемо рівняння спостереження наступним чином:

$$\{u_N(t - \tau_{1N})\}_{i=1}^N = \{s_N(t - \tau_{1N}) + n_N(t) + n_{rN}(t)\}_{i=1}^N, \quad (5.26)$$

де, вочевидь, $\tau_{11} = 0$.

Згідно формулюванню загальної задачі структурного синтезу, сигнали у різних каналах відрізняються часом запізнення їх надходження у різні антени, відносно фазового центру антенної системи, який розмістимо у першій антені. Математично це виразимо так:
 $s_1(t) = s_2(t - \tau_{12}) = \dots = s_N(t - \tau_{1N})$.

Рішення задачі оцінки параметрів потребує використання тонкої структури сигналу, тобто знання його моделі. У розглядуваній постановці задачі на основі аналізу фізики радіотеплового випромінювання та розповсюдження радіохвиль пропонується наступна модель сигналу

$$\begin{aligned} & \{s_i(t - \tau_{1i}, \vec{\vartheta}_{0i})\}_{i=1}^N = \\ & = \left\{ \frac{1}{\sqrt{2}} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{F}_i(f, \vec{\vartheta}, \vec{\vartheta}_{0i}) \dot{A}(f, \vec{\vartheta}) \dot{K}(j2\pi f) \exp \left\{ j2\pi f \left[t - \frac{R_{0i}(\vec{\vartheta})}{c} \right] \right\} df d\vec{\vartheta} \right\}_{i=1}^N = \\ & = \left\{ \frac{1}{\sqrt{2}} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{F}_i(f, \vec{\vartheta}, \vec{\vartheta}_{0i}) \dot{A}(f, \vec{\vartheta}) \dot{K}(j2\pi f) \exp \left\{ j2\pi f \left[t - \frac{R_{01}(\vec{\vartheta})}{c} - \tau_{1i} \right] \right\} df d\vec{\vartheta} \right\}_{i=1}^N, \end{aligned} \quad (5.27)$$

де $\dot{F}_i(f, \vec{\vartheta}, \vec{\vartheta}_{0i})$ – ДС i -ї антени, $\dot{A}(f, \vec{\vartheta})$ – спектрально-кутова щільність комплексної амплітуди радіотеплового випромінювання, $\dot{K}(j2\pi f)$ – передавальна характеристика додетекторної частини (вважається, що передавальні характеристики усіх каналів ідентичні), $R_{0i}(\vec{\vartheta}) = R_{01}(\vec{\vartheta}) + c\tau_{1i}$ – відстань між фазовим центром i -ї антени та елементом, на який зфокусовано цю антену, c – швидкість розповсюдження радіохвиль.

Рішення задачі. Алгоритм оцінювання вектора \vec{r} отимаємо методом максимальної правдоподібності із вирішення наступного рівняння правдоподібності

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \int_0^T \int_0^T \frac{\partial R_{ij}(t_1, t_2, \vec{r})}{\partial \vec{r}} W_{ji}(t_1, t_2, \vec{r}) dt_1 dt_2 = \\ & = -\frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \int_0^T \int_0^T \frac{\partial W_{ij}(t_1, t_2, \vec{r})}{\partial \vec{r}} u_i(t_1) u_j(t_2) dt_1 dt_2, \end{aligned} \quad (5.28)$$

де $R_{ij}(t_1, t_2, \vec{r}) = \langle u_i(t_1) u_j(t_2) \rangle$ – елементи матриці кореляційних функцій, $W_{ij}(t_1, t_2, \vec{r})$ – елементи матриці, зворотної матриці кореляційних функцій, які визначаються із інтегрально-матичного рівняння обернення, яке у координатній формі знайдено у вигляді

$$\sum_{j=1}^N \int_0^T R_{ij}(t_1, t_2, \vec{r}) W_{jk}(t_2, t_3, \vec{r}) dt_2 = \delta_{ik} \delta(t_1 - t_3), \quad (5.29)$$

де $\delta_{ik} = \begin{cases} 1, & i = k; \\ 0, & i \neq k \end{cases}$ – символ Кронекера, $\delta(t)$ – дельта-функція.

Оптимальний метод оцінювання координат \vec{r} отримаємо із рішення рівняння правдоподібності (5.28). Скористаємося викладеним перед виразом (5.4). Перепишемо (5.28) у спектральній формі

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2\pi} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\partial G_{ij}(\omega, \vec{r})}{\partial \vec{r}} G_{ji}^{-1}(\omega, \vec{r}) d\omega = \\ & = -\frac{1}{2\pi T} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\partial G_{ij}^{-1}(\omega, \vec{r})}{\partial \vec{r}} \dot{U}_i^*(j\omega) \dot{U}_j(j\omega) d\omega, \end{aligned} \quad (5.30)$$

де

$$\frac{\partial G_{ij}(\omega, \vec{r})}{\partial \vec{r}} = j\omega G_s(\omega) \begin{cases} 0, & i = j; \\ \tau'_{ij} e^{j\omega\tau_{ij}(\vec{r})}, & i \neq j \end{cases} \quad (5.31)$$

$$\tau'_{ij} = \frac{\partial \tau_{ij}(\vec{r})}{\partial \vec{r}},$$

$$G_{ij}^{-1}(\omega, \vec{r}) = \begin{cases} \frac{\Delta_{N-1}(\omega)}{\Delta_N(\omega)}, & i = j; \\ -\frac{A_N(\omega)}{\Delta_N(\omega)} e^{j\omega\tau_{ij}(\vec{r})}, & i \neq j \end{cases} = \begin{cases} \alpha(\omega), & i = j; \\ -\beta(\omega) e^{j\omega\tau_{ij}(\vec{r})}, & i \neq j \end{cases} \quad (5.32)$$

– елементи матриці, зворотної до матриці СГП,

$$\frac{\partial G_{ij}^{-1}(\omega, \vec{r})}{\partial \vec{r}} = -j\omega\beta(\omega) \begin{cases} 0, & i = j; \\ \tau'_{ij} e^{j\omega\tau_{ij}(\vec{r})}, & i \neq j. \end{cases} \quad (5.33)$$

Підставляючи (5.31)–(5.33) у (5.30) і повертаючись у часову область, отримаємо алгоритм оцінювання вектора \vec{r} , який характеризує дальність до виявленної ділянки протяжного об'єкта, у наступному вигляді:

$$\frac{\partial}{\partial \vec{r}} \sum_{\substack{i,j=1 \\ i < j}}^N \int_0^T u_{iW}(t) u_{jW}[t - \tau_{ij}(\vec{r})] dt = 0. \quad (5.34)$$

Алгоритм (5.34) передбачає виконання наступних дій:

- 1) вибілення спостереження $u_i(t)$, $i = 1..N$ (проходження сигналу через фільтри з АЧХ $|K_H(j\omega)|$ и $|W(\omega)|$);
- 2) розрахунок функцій просторово-часової кореляції між спостереженнями, які прийнято різними антенами;
- 3) складання усіх кореляційних функцій;
- 4) визначення напрямків усіх антен, при яких досягається максимум сумарної просторово-часової кореляційної функції;
- 5) розрахунок дальності до участка протяжного об'єкта згідно виразу

$$R_{01} = \frac{1}{N-1} \sum_{i=2}^N |\overrightarrow{O_1 O_i'}| \sin(\widehat{\overrightarrow{O_1 O_i'}, \overrightarrow{O_1 O_1'}}) \left[\sin \left[\left(\widehat{\overrightarrow{O_1 O_i'}, \overrightarrow{O_1 O_1'}} \right) + \left(\widehat{\overrightarrow{O_1 O_i'}, \overrightarrow{O_1 O_1'}} \right) \right] \right]^{-1}; \quad (5.35)$$

б) розрахунок координат усіх елементарних ділянок згідно виразу

$$(x', y', z') = R_{01}(\mathcal{G}_{01x}, \mathcal{G}_{01y}, \mathcal{G}_{01z}) + (x'_1, y'_1, z'_1). \quad (5.36)$$

Слід зазначити, що визначити усі координати елементарних (які розрізняються ДС) ділянок протяжного об'єкта можна одним з наступних методів:

- використати послідовне у часі сканування по усім ділянкам;
- зформуванню віяло парціальних ДС і паралельно (одночасно) оцінити багато дальностей.

Кожен з цих методів має свої переваги і недоліки і впливає лише на спосіб технічної реалізації ПРТК.

Оцінимо якість синтезованого алгоритму, для чого знайдемо граничну похибку вимірювання координат. Елементи матриці Фішера знайдемо у вигляді (у часовій області)

$$\Phi_{\vec{r}, \vec{r}} = -\frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T \sum_{i,j=1}^{\Sigma_N} \frac{\partial R_{ij}(t_1, t_2, \vec{r})}{\partial \vec{r}} \frac{\partial W_{ji}(t_1, t_2, \vec{r})}{\partial \vec{r}} dt_1 dt_2 \Bigg|_{\vec{r}=\hat{\vec{r}}}. \quad (5.37)$$

Решення, як і раніше, будемо шукати у спектральній області, у якій (5.37) прийме вигляд

$$\Phi_{\vec{r}, \vec{r}} = -\frac{T}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{i,j=1}^N \frac{\partial G_{ij}(\omega, \vec{r})}{\partial \vec{r}} \frac{\partial G_{ji}^{-1}(\omega, \vec{r})}{\partial \vec{r}} d\omega \Bigg|_{\vec{r}=\hat{\vec{r}}}. \quad (5.38)$$

Скориставшись (5.31), (5.33) і виконуючи обчислення знайдемо аналітичний вираз для граничної похибки у наступному вигляді:

$$\sigma_{\bar{r}}^2 = \Phi_{\bar{r}, \bar{r}}^{-1} = -\frac{2}{\mu^2 q} \left(\frac{d^2 r_{sW}(\tau)}{d\tau^2} \Big|_{\tau=0} \right)^{-1} = \frac{2}{\mu^2 q \Omega_e^2}, \quad (5.39)$$

$$\text{де } \Omega_e^2 = \frac{d^2 r_{sW}(\tau)}{d\tau^2} \Big|_{\tau=0}, \quad r_{sW}(\tau) = \frac{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{M}_W(j\omega)|^2 e^{j\omega\tau} d\omega}{2\Delta f_r},$$

$$\mu = \sqrt{T 2\Delta f_r} N_{0s} [N N_{0s} N_{0n} + N_{0n}^2]^{-0,5} = \sqrt{M} N_{0s} [N N_{0s} N_{0n} + N_{0n}^2]^{-0,5} \quad (5.40)$$

– відношення сигнал/шум,

$$q = -\sum_{i,j=1}^N \tau'_{ij} \tau'_{ji} = \sum_{i,j=1}^N (\tau'_{ij})^2. \quad (5.41)$$

Потенціальну флуктуаційну чутливість [12] системи знайдемо у вигляді

$$\Delta T_{\min}^{\circ} = \sqrt{\frac{\pi}{k_B \Delta f_r T} \frac{\sqrt{N N_{0s} N_{0n} + N_{0n}^2}}{N_{0s} \sqrt{\frac{d^2}{d\tau^2} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{M}_W(j\omega)|^2 e^{j\omega\tau} d\omega} \Big|_{\tau=0} \sqrt{\sum_{i,j=1}^N (\tau'_{ij})^2}}}. \quad (5.42)$$

Із аналізу (5.42) випливає, що потенційна флуктуаційна чутливість залежить від часу спостереження T , ширини робочої полоси частот, відношення сигнал/шум і геометрії антени.

5.3. Структурна схема ПРТК для формування тривимірних зображень

Структурну схему ПРТК побудуємо відповідно до операцій обробки сигналів, визначених з рівнянь (5.12) і (5.34), у вигляді, показаному на рис. 5.5. На рис. 5.5 введено наступні позначення: A_i ($i=1..N$) – i -а антена, AO – алгоритм оперативного управління напрямками ДС усіх антен у системі, $БК_i$ ($i=2..N$) – блок керування напрямком ДС антени A_i , \times – перемножувач, $\int dt$ – інтегратор, Σ – суматор, $ЛЗ$ – керована лінія затримки, $K_{1,2}$ – ключі, $ПП$ – пороговий пристрій, $ЕОМ$ – електронна обчислювальна машина, яка реалізує алгоритми виявлення і побудови тривимірної карти в залежності від того, який режим (виявлення чи «рельєф») обрано.

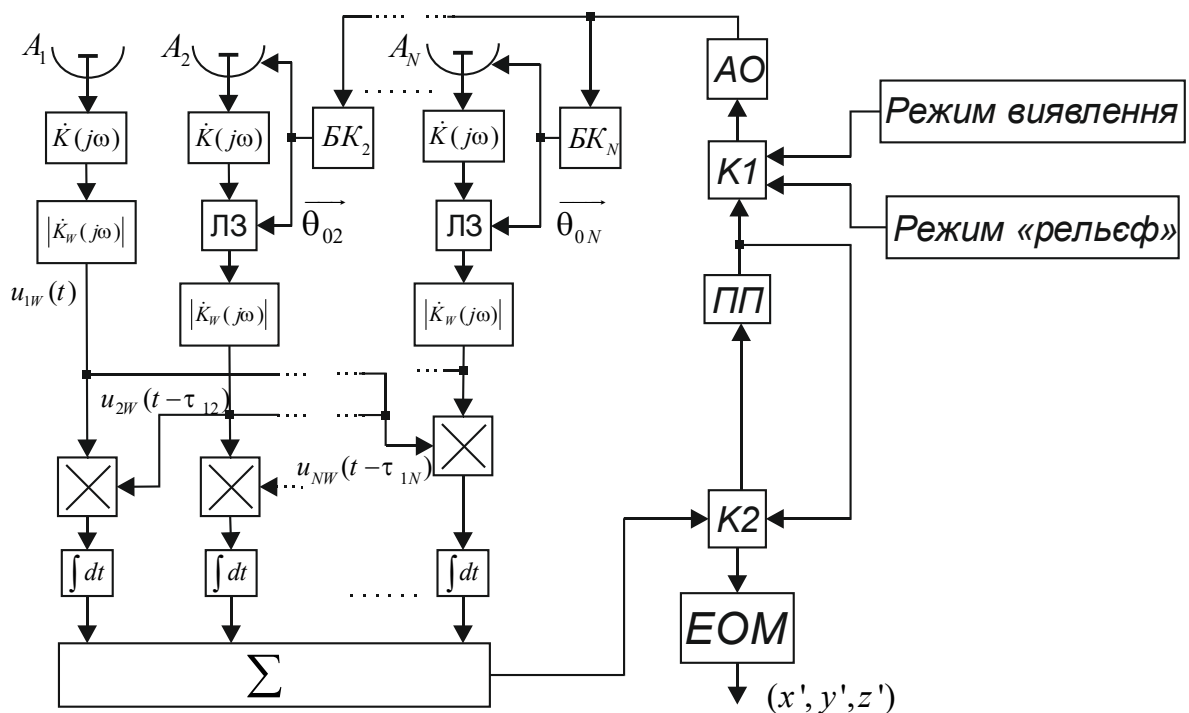


Рисунок 5.5 – Узагальнена структурна схема ПРТК тривимірного картографування протяжних об'єктів

Робота схеми полягає у наступному. Максимум ДС антени A_1 зафіксовано у напрямку $\bar{\theta}_{01}$. Блоки управління ($БУ_i$, $i=2..N$) змінюють напрямком ДС антен A_i . Процес керування ДС антен узгоджується центром

управління (ЦУ). Передбачено два режими роботи ПРТК: режим виявлення забезпечує реалізацію режиму виявлення; режим «рельєф» – формування рельєфу просторового джерела. Передбачено, що у якості опорного каналу (система когерентна) обрано перший канал. Тому він не містить ліній затримки.

Робота схеми згідно режиму виявлення.

Сигнал опорного каналу подається на оптимальний фільтр $|\dot{K}_W(j\omega)|$. Сигнали інших каналів надходять до оптимального фільтру $|\dot{K}_W(j\omega)|$ через лінії затримки ЛЗ. Інформації про напрям $\bar{\mathcal{G}}_{0i}$ ДС антени A_i з БК передається до ЛЗ. Сигнали з виходу оптимального фільтру різних каналів перемножуються і далі подаються на інтегратори. Виходи інтеграторів складаються і далі надходять до порогового пристрою (ПП) через ключ K_2 . Після порівняння у ПП з порогом Z_{NW} визначається чи є на цій дальності протяжний об'єкт. Якщо об'єкт відсутній, то система перефокусується на наступну дальність і алгоритм дії повторюється. При виявленні просторового об'єкту спрацьовує режим «рельєф».

Робота схеми у режимі «рельєф».

Оцінка $\hat{\varepsilon}$ керує ключами K_1 і K_2 , а апіорна інформація про діапазон дальностей, де знаходиться об'єкт, використовується для обмеження сектору мсканування діаграмами спрямованості антен. АО передає обробку сигналів у ПРТК і ЕОМ працює згідно алгоритму формування рельєфу об'єкта (див. пояснення до алгоритму (5.34)).

5.4. Імітаційне моделювання

Підтвердження достовірності синтезованих алгоритмів отримаємо методом імітаційного моделювання. Скористаємося для цього ділянкою карти місцевості, показаною на рис. 5.6. Тривимірний вид рельєфу показано

на рис. 5.7.а. На рис. 5.7.б показано результат відновлення рельєфу, отриманий в результаті моделювання роботи синтезованого ПРТК.

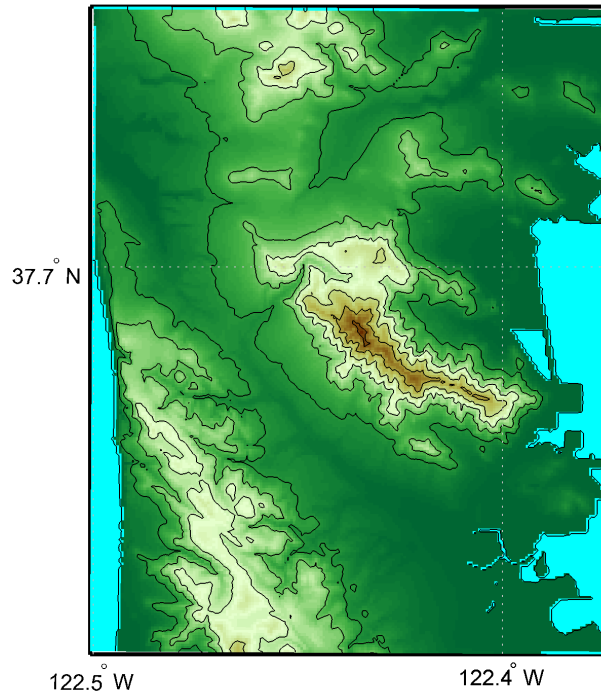


Рисунок 5.6 – Карта рельєфу (тестова)

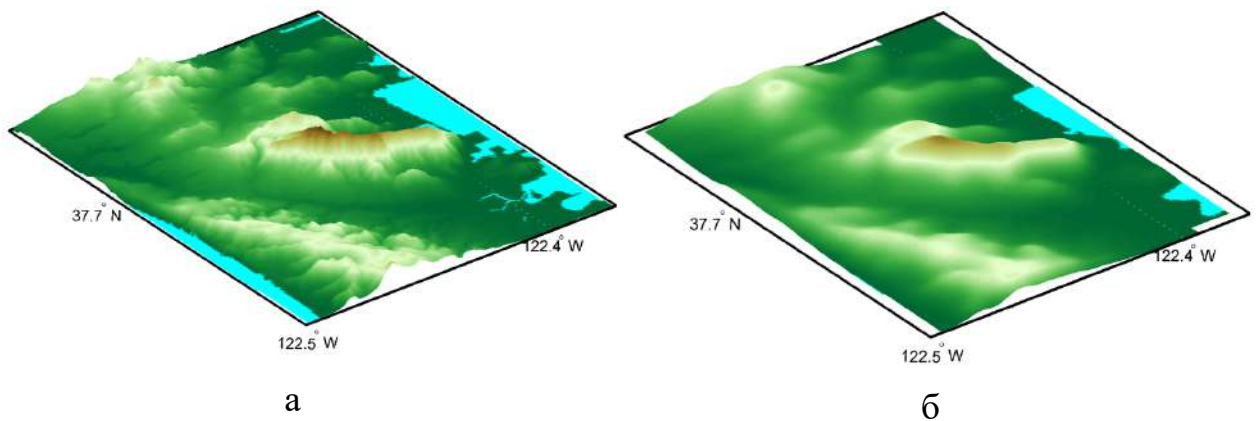


Рисунок 5.7 – Тестовий рельєф у 3D вигляді –а) і його оцінка –б)

Моделювання виконувалося в припущенні, що антенна система складається з 5 елементів. Геометрія антенної системи – окремі антени розташовані еквідистантно по колу, утворюючи правильний п'ятикутник. Передавальна характеристика додетекторної частини приймача задовольняє умові НШС (показник широкосмуговості $\Delta f / f_0 = 0,7$). При моделюванні передбачалося, що система рухається над поверхнею на фіксованій висоті, а

лінія руху приблизно відповідає растрової розгортці. Передбачалося також, що виявлення виконується з імовірністю 1, тобто помилки 1 і 2 роду відсутні.

Аналогічний приклад при використанні показника широкосмуговості 0,5 і 7 елементної антенної решітки (антена має Y-подібну форму) показано на рис. 5.8. На рис. 5.8.а наведено істинний рельєф поверхні, а на рис. 5.8.б – його оцінка.

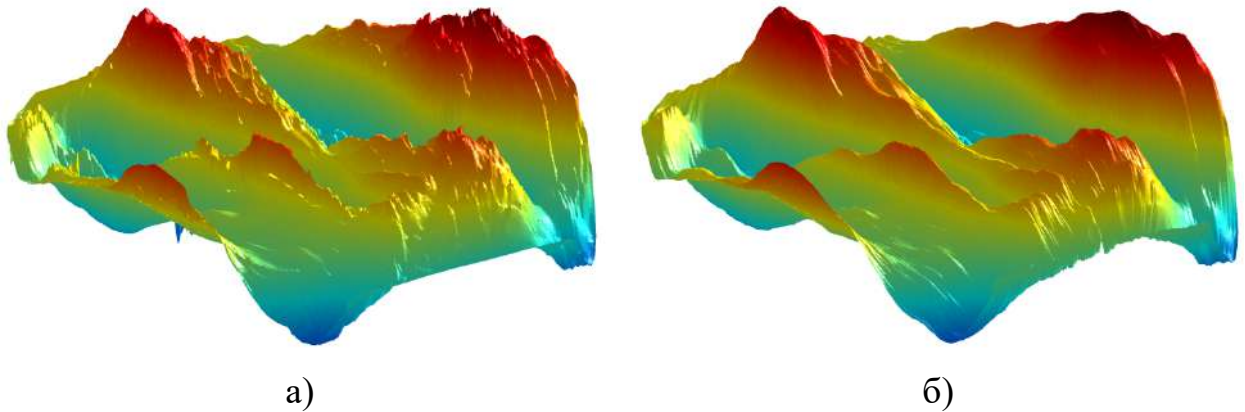


Рисунок 5.8 – Істинний рельєф – а) і його оцінка – б)

З аналізу рис. 5.7 і 5.8 випливає, що розрізнення пасивної радіотехнічної системи не дозволило відновити мілкі деталі рельєфу. У той же час великомасштабна структура рельєфу відновлена у вигляді, прийнятному для візуального сприйняття.

Висновки до розділу

Розв'язана задача наскрізного структурного синтезу ПРТК, що забезпечує побудову рельєфу протяжного об'єкта. При цьому отримано нові та удосконалено відомі наступні наукові результати:

1. ПРТК дозволяють формувати рельєф об'єктів, які знаходяться по відношенню до них у ближній зоні Френля. При цьому кожна з антен, яка вказувалося на початку розділу, повинна знаходитися у дальній зоні до об'єкта спостереження.

2. Синтезовано та ґрунтовно досліджено алгоритми обробки сигналів у ПРТК у різних режимах його роботи (виявлення та оцінювання координат). Показано, що вирішення задачі формування рельєфа потребує вирішення цих

двох задач статистичної синтезу радіосистем. При виявленні вирішується задача визначення чи є об'єкт в зоні перехрещення діаграм спрямованостей антен на заданій дальності (відносно фазового центру антенної системи). Після вирішення задачі виявлення повинен спрацювати режим оцінки дальності. Дальність перераховується (згідно встановленого виразу) у рельєф поверхні (дальність як функція координат).

3. Отримано аналітичні вирази для аналізу якості системи при її роботі в режимах виявлення і оцінки діяльностей до різних ділянок протяжного об'єкта (формування рельєфу). Показано, що якість виявлення і оцінювання істотно залежать від ширини робочої смуги частот додетекторної частини приймача, тому перехід до обробки НШС просторово-часових сигналів вельми актуальний напрямком для створення високоточних ПРТК.

Особливу значущість НШС системи набувають в разі необхідності суттєвого скорочення часу спостереження. Обробка НШС сигналів дозволить також скоротити число антен в решітці при збереженні точності оцінювання діяльностей і флуктуаційної чутливості приймача. Останнє впливає з аналізу виразів для оцінки граничної точності і потенційної флуктуаційної чутливості та вельми важливо при розміщенні системи на рухомому носії (аерокосмічного, наземного і надводного типів).

4. Підтвердження достовірності результатів і висновків отримано імітаційним моделюванням. Наразі, як це слідує з аналізу тривимірних зображень, ПРТК дозволяють відновити крупно масштабні елементи рельєфу. Але розвиток елементної бази дозволяє стверджувати, що їх точність суттєво зросте у недалекому майбутньому.

РОЗДІЛ 6.

ПРИКЛАДНІ АСПЕКТИ ЗАСТОСУВАННЯ РОЗРОБЛЕНОЇ ТЕОРІЇ ДО ВИРІШЕННЯ ЗАДАЧ КОНТРОЛЮ ВОДНИХ АКВАТОРІЙ

Наводяться приклади застосування розробленої у попередніх розділах теорії для вирішення практичних задач виявлення об'єктів у прибережних зонах водних акваторій. Цей клас задач є вельми актуальний на сьогодні для України – морської держави.

Результати досліджень, які увійшли до розділу, опубліковані у [83, 84, 96, 101, 105, 106, 111, 112].

6.1. Задача виявлення об'єктів у прибережних зонах водних акваторій

Зважаючи на постійно зростаючий рівень терористичних атак варто врахувати можливість реалізації ПРТК, які б забезпечили високу точність виявлення водних суден у прибережних зонах водних акваторій.

Формулювання задачі: необхідно розробити ПРТК виявлення та оцінювання параметрів руху надводних об'єктів у вивченій області акваторій.

Для вирішення поставленого завдання, необхідно вирішити такі завдання:

- виявлення та обчислення кількості надводних об'єктів на поверхні водних акваторій (на прикладі моря);
- визначення координат цих об'єктів в заданому секторі сканування системи.

Вихідні дані: в результаті синтезу радіометричного виявника надводних об'єктів повинні бути досягнуті наступні показники якості:

- ймовірність правильного виявлення не менше 0,99 при ймовірності хибної тривоги 10^{-7} ;

- дальність дії системи: від 150 м до 10 км;
- сектор сканування не менше 60 градусів.

Геометрія задачі показана на рис. 6.1. При дослідженні обмежимося розгляданням принципової можливості вирішення задачі радіометричним комплексом.

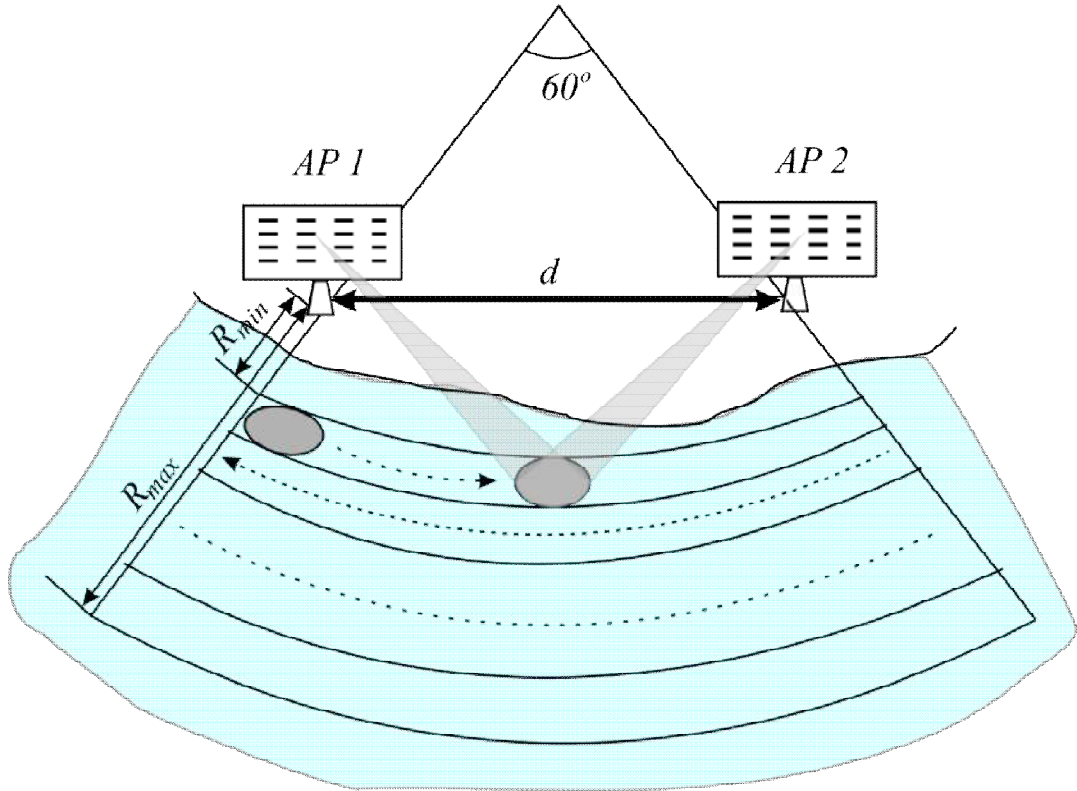


Рисунок 6.1 – Геометрія задачі

Моделі випромінювання моря і металу

В якості моделі моря будемо використовувати модель плоскої поверхні

$$T_s^\circ = [1 - |\dot{K}_{f\Gamma(B)}|^2] T^\circ, \quad (6.1)$$

де T° – термодинамічна температура моря,

$$\dot{K}_{f\Gamma} = \frac{\sqrt{\dot{\epsilon}_1} \cos \theta_i - \sqrt{\dot{\epsilon}_2 - \dot{\epsilon}_1 \sin^2 \theta_i}}{\sqrt{\dot{\epsilon}_1} \cos \theta_i + \sqrt{\dot{\epsilon}_2 - \dot{\epsilon}_1 \sin^2 \theta_i}}, \quad (6.2)$$

$$\dot{K}_{fB} = \frac{\dot{\epsilon}_2 \cos \theta_i - \sqrt{\dot{\epsilon}_1} \sqrt{\dot{\epsilon}_2 - \dot{\epsilon}_1 \sin^2 \theta_i}}{\dot{\epsilon}_2 \cos \theta_i + \sqrt{\dot{\epsilon}_1} \sqrt{\dot{\epsilon}_2 - \dot{\epsilon}_1 \sin^2 \theta_i}} \quad (6.3)$$

– коефіцієнти відбиття Френеля для коливань плоских хвиль горизонтальної та вертикальної поляризацій, $\dot{\varepsilon}_1$, $\dot{\varepsilon}_2$ – діелектрична проникність першого і другого середовищ, θ_i – кут спостереження.

У розглядуваному випадку, коли середовище над поверхнею розділу – повітря ($\dot{\varepsilon}_1 = 1$, $\dot{\varepsilon}_2 = \dot{\varepsilon}$), коефіцієнти відбиття (6.2) і (6.3) приймають вигляд

$$\dot{K}_{f\Gamma} = \frac{\cos \theta_i - \sqrt{\dot{\varepsilon} - \sin^2 \theta_i}}{\cos \theta_i + \sqrt{\dot{\varepsilon} - \sin^2 \theta_i}}, \quad (6.4)$$

$$\dot{K}_{fB} = \frac{\dot{\varepsilon} \cos \theta_i - \sqrt{\dot{\varepsilon} - \sin^2 \theta_i}}{\dot{\varepsilon} \cos \theta_i + \sqrt{\dot{\varepsilon} - \sin^2 \theta_i}}. \quad (6.5)$$

З аналізу (6.4) і (6.5) випливає, що для розрахунку коефіцієнтів Френеля необхідно знати величину комплексної діелектричної проникності. Для прісної води цю величину можна визначити згідно з формулою Дебая []

$$\dot{\varepsilon} = \varepsilon' - j\varepsilon'' = \varepsilon'(1 - j \cdot \operatorname{tg} \delta) = \left[\varepsilon_0 + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_0}{1 + (\lambda_s / \lambda)^2} \right] - j \frac{\lambda_s}{\lambda} \cdot \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_0}{1 + (\lambda_s / \lambda)^2}, \quad (6.6)$$

де ε_0 – оптична діелектрична проникність води, ε_s – статистична діелектрична проникність води, λ_s – критична довжина хвилі, пов'язана з часом релаксації молекул води, а $\operatorname{tg} \delta = \varepsilon'' / \varepsilon'$ – тангенс кута втрат.

Параметри ε_0 , ε_s і λ_s визначаються наступними виразами

$$\begin{aligned} \varepsilon_0 &= 5,5, \\ \varepsilon_s &= 88,2 - 0,40885 \cdot T^\circ + 0,00081 \cdot T^{\circ 2}, \\ \lambda_s &= 1,8735116 - 0,027296 \cdot T^\circ + 0,000136 \cdot T^{\circ 2} + 1,662 \exp(-0,0634 \cdot T^\circ). \end{aligned} \quad (6.7)$$

Для морських вод, як окремого випадку солоних і солонуватих розчинів, крім температурної залежності, необхідно враховувати також і залежність ε_s і λ_s від значення солоності розчину S_w

$$\begin{aligned}\varepsilon_s(S_w) &= \varepsilon_s - 17,2 \cdot S_w / 60, \\ \lambda_s(S_w) &= \lambda_s - 0,206 \cdot S_w / 60.\end{aligned}\tag{6.8}$$

Проаналізуємо розміщення двоантенної радіометричної система на різних висотах $h = (2,5 \ 5 \ 10 \ 15 \ 20)$ м відносно рівня моря. При цьому кути спостереження будуть дорівнювати

$$\begin{aligned}\theta_{\min} &= \arctg(R_{\min}/h) \approx (89,045 \ 88,091 \ 86,186 \ 84,289 \ 82,405) \text{ град}; \\ \theta_{\max} &= \arctg(R_{\max}/h) \approx (89,986 \ 89,971 \ 89,943 \ 89,914 \ 89,885) \text{ град},\end{aligned}\tag{6.9}$$

а комплексна діелектрична проникність води $\varepsilon = 54,146 - j \cdot 28,044$.

Для дослідження виберемо робочу смугу частот $2\Delta f = 4$ ГГц з центральною частотою $f_0 = 10$ ГГц.

Розрахуємо параметри для морської води ($S_w = 35\text{‰}$) при температурі 20°C на частоті $f = 10$ ГГц (табл. 6.1).

Як відомо, металеві об'єкти (надводні кораблі, човни) повністю відображають температуру неба, тому в подальших розрахунках застосуємо температуру яскравості об'єкту, рівну 70°K (температура, характерна для центральної частоти $f_0 = 10$ ГГц). Тоді з аналізу табл. 1 випливає, що приріст яскравісної температури корабля на тлі моря завжди позитивний по горизонтальній поляризації і може бути позитивним і негативним по

вертикальній поляризації. Тому для спрощення процесу розробки системи будемо оброблювати сигнали горизонтальної поляризації.

Таблиця 6.1

Розрахунки ефективних температур моря на горизонтальній та вертикальній поляризаціях

Висота розміщення системи, м	Кут спостереження θ_i , град.	$T_{вода,Г}$, К	$T_{вода,В}$, К	$\Delta T_{sГ}$, К	ΔT_{sB} , К
2,5	$\theta_{min} = 89,045^{\circ}$	2,435	117,443	67,565	-47,443
	$\theta_{max} = 89,986^{\circ}$	0,037	2,233	69,963	67,767
5	$\theta_{min} = 88,091^{\circ}$	4,849	189,234	65,151	-119,234
	$\theta_{max} = 89,971^{\circ}$	0,073	4,449	69,927	65,551
10	$\theta_{min} = 86,186^{\circ}$	9,601	260,253	60,399	-190,253
	$\theta_{max} = 89,943^{\circ}$	0,147	8,83	69,853	61,17
15	$\theta_{min} = 84,289^{\circ}$	14,245	284,558	55,755	-214,558
	$\theta_{max} = 89,914^{\circ}$	0,22	13,145	69,78	56,855
20	$\theta_{min} = 82,405^{\circ}$	18,767	288,801	51,233	-218,801
	$\theta_{max} = 89,885^{\circ}$	0,293	17,394	69,707	52,606

Визначення параметрів антенної системи

Для визначення положення об'єкта за допомогою двоантенної пасивної радіотехнічної системи, як це визначено у розділі 5, необхідно, щоб об'єкт знаходився в ближній зоні щодо системи. Це еквівалентно тому, що максимальна дальність дії системи повинна задовольняти наступній умові [178]

$$R_{\max}^2 \leq 0,38 \frac{d^3}{\lambda}, \quad (6.10)$$

де d – база системи (відстань між антенами), λ – довжина хвилі.

З аналізу вихідних даних і виразу (6.10) слідує, що мінімальна база системи дорівнює $d_{\min} = \sqrt[3]{\frac{R_{\max}^2 \cdot \lambda_{\max}}{0,38}} \approx 202,5 \text{ м}$.

Алгоритмічна основа роботи ПРТК

Для виявлення надводного об'єкту (корабля, човна) на тлі води доцільно використовувати розроблений у розділі 5 ПРТК, який працює за наступним алгоритмом (див. (5.12))

$$Z = \frac{1}{k_B K_0^2 T \Delta f} \int_0^T u_1(t - \tau_0) u_2(t) dt \underset{<}{\geq} Z_0, \quad (6.11)$$

где k_B – постійна Больцмана, K_0 – коефіцієнт підсилення приймача, T – час інтегрування, $2\Delta f$ – смуга пропускання вхідного тракту приймача, τ_0 – час затримки сигналу, прийнятого першою антеною, відносно сигналу, прийнятого другою антеною, Z_0 – значення порогу.

Коефіцієнт підсилення приймача K_0 визначається до початку роботи системи (під час калібрування)

$$\hat{K}_0^2 = \frac{2}{k_B T \Delta f [T_{hot}^\circ - T_{cold}^\circ]} \int_0^T m(t) u^2(t) dt, \quad (6.12)$$

де $m(t)$ – меандр, амплітуда якого змінюється від -1 до 1 .

Ймовірності хибної тривоги і правильного виявлення знайдемо наступним чином

$$L(\eta_0) = 0,5 \left[1 - \Phi \left(\eta_0 / \sigma_{\eta(\bar{u}|0)} \right) \right], \quad (6.13)$$

$$D(\eta_0) = 0,5 \left[1 - \Phi \left(\eta_0 / \sigma_{\eta(\bar{u}|1)} - \mu_e \right) \right], \quad (6.14)$$

де

$$\Phi(x_0) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{x_0} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx \quad (6.15)$$

– інтеграл Лапласа,

$$\mu_e = \frac{\Delta T_s^\circ \sqrt{T 2 \Delta f}}{\sqrt{(2T_{s_0}^\circ + T_n^\circ)(T_{s_0}^\circ + T_n^\circ)}} \quad (6.16)$$

– відношення сигнал/шум.

Побудуємо графік залежності ймовірності хибної тривоги від порогу (рис. 6.2) для наступних значень: $T_s^\circ = 20K$, $T_{s_0}^\circ = 70K$, $T_n^\circ = 300K$, $2T\Delta f_r = 2 \cdot 10^6$. Після цього, визначимо величину порога по заданому значенню ймовірності хибної тривоги $L \approx 10^{-7}$. Далі побудуємо криву виявлення для необхідної ймовірності хибної тривоги (рис. 6.3). З аналізу результатів випливає, що для виявлення надводного об'єкту (корабля) на тлі моря з імовірністю правильного виявлення $D \approx 0,998$ при заданій ймовірності хибної тривоги $L \approx 10^{-7}$ необхідне значення відношення сигнал/шум $\mu_e \approx 8,11$.

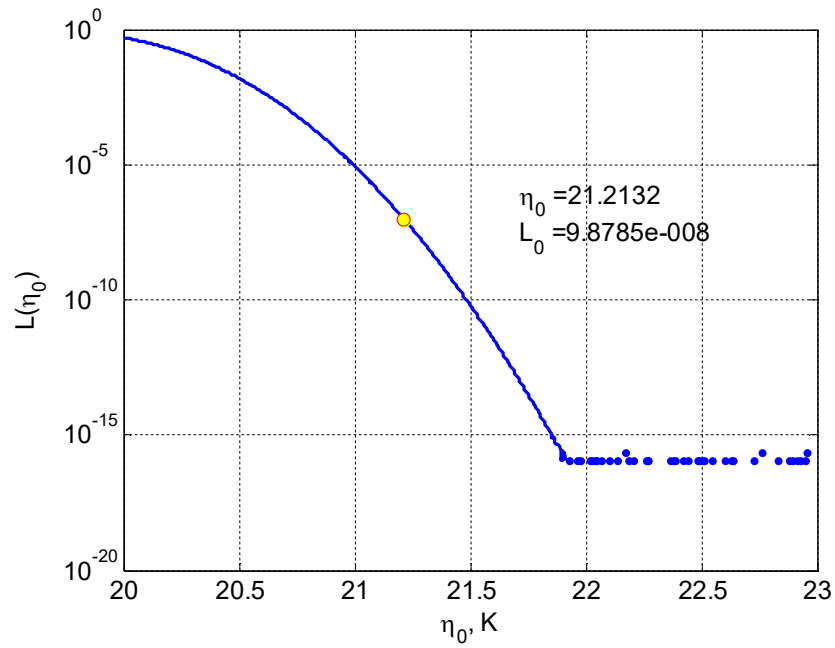


Рисунок 6.2 – Залежності ймовірності хибної тривоги від величини порога

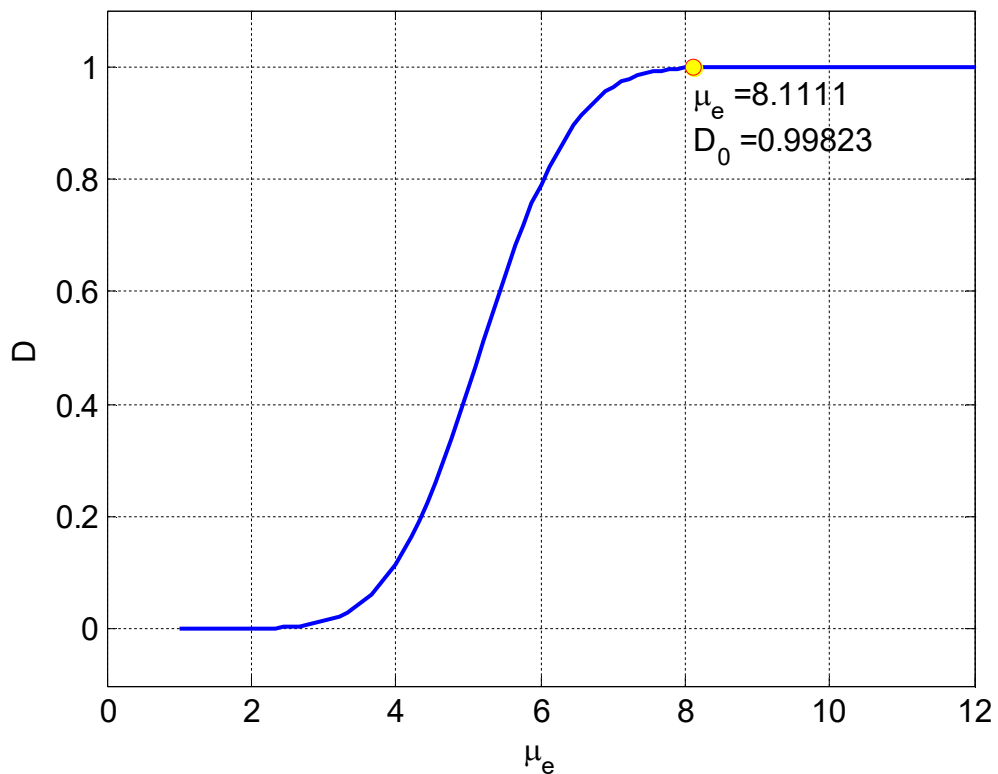


Рисунок 6.3 – Крива виявлення для ймовірності хибної тривоги $L \approx 10^{-7}$

Вважаючи, що час інтегрування $T = 0,01 c$, знайдемо мінімально необхідну смугу пропускання вхідного тракту приймача, яка задовольнить заданому відношенню сигнал/шум

$$2\Delta f \geq \frac{1}{T} \frac{\mu_e (2T_{s_0}^\circ + T_n^\circ)(T_{s_0}^\circ + T_n^\circ)}{(\Delta T_s^\circ)^2} \approx 0,428 \text{ МГц}. \quad (6.17)$$

Слід зазначити, що попередньо обрана ширина смуги 4 ГГц, повністю задовольняє виразу (6.17).

6.2. Розробка структурної схеми ПРТК

Структурна схема пасивного радіотехнічного комплексу показана на рис. 6.4. Тут A_1, A_2 – антени радіотехнічного комплексу, G – генератор модулюючої напруги, CS – керований перемикач (Control Switch), Z^{-1} – лінія затримки, CL – лінія зв'язку (Communication Line), \times – помножувач, $\int_0^T dt$ – інтегратор, \lesseqgtr – пороговий пристрій, M – блок пам'яті (Memory).

Розглянемо принцип дії схеми, наведеної на рис. 6.4 у різних режимах її роботи.

Режим «Калібрування» передбачає визначення коефіцієнта підсилення згідно (6.12). При цьому центр управління (Control Center) формує сигнал управління першим керованим перемикачем (CS), який відключає від входу приймача антени. Синхронно цей сигнал передається на генератор напруги, що модулює (блок G) для періодично підключення до входу першого каналу гарячого і холодного еталонних джерел з температурами T_{hot} , T_{cold} , відповідно, і на другий перемикач для подачі сигналу після лінійної частини приймача (ЛЧП) на квадратичний детектор. Шуми "гарячого" і "холодного" джерела проходять детекторні частина приймача з частотної характеристикою $\dot{K}(j2\pi f)$, де змішуються з внутрішніми шумами $n(t)$ і підсилюються у K_0 разів. Після квадратичного

детектора, сигнали послідовно проходять синхронний детектор, інтегратор і підсилюються у $2 [k_B T \Delta F (T_{hot}^\circ - T_{cold}^\circ)]^{-1}$ разів.

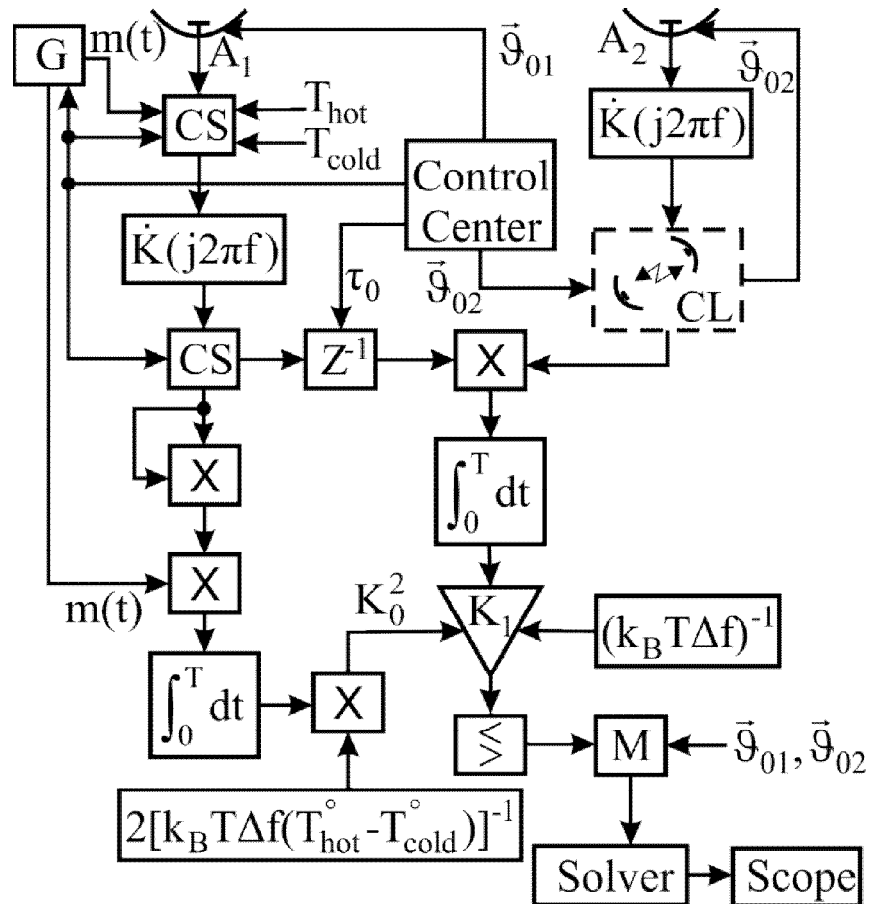


Рисунок 6.4 – Структурна схема виявлювача

Режим «виявлення» і «оцінювання координат» слідує за режимом калібрування і є основним режимом роботи радіотехнічної системи. Центр управління подає сигнали управління першим і другим перемикачами для підключення антен до входу приймача і формує сигнал керування напрямком першої антени $\bar{\theta}_{01}$. Сигнал після ЛЧП проходить лінію затримки (Z^{-1}) і надходить на блок перемноження. Лінія затримки налаштовується сигналом, отриманим з центру управління згідно наступного виразу (додаток А)

$$\tau_0 = (O_1 S - O_2 S) c^{-1}, \quad (6.18)$$

де $c = 3 \cdot 10^8$ м/с – швидкість розповсюдження радіохвиль.

Центр управління формує і сигнали управління напрямком антени \vec{g}_{02} згідно формули (додаток А)

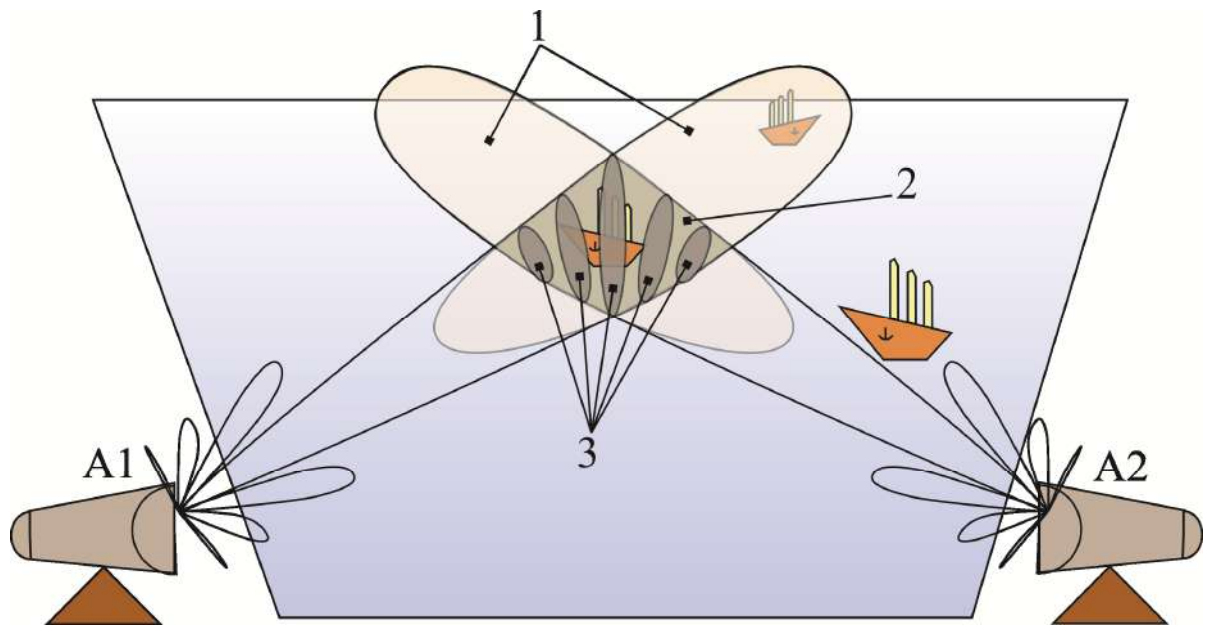
$$\vec{g}_{02} = \overrightarrow{O_2S} / |\overrightarrow{O_2S}|. \quad (6.19)$$

Друга антена отримує сигнал управління від центру управління через лінію зв'язку (Communication Line). Сигнал на виході ЛЧП другого каналу передається через лінію зв'язку на другий вхід блоку множення. Далі сигнал проходить інтегратор, підсилюється в K_1 і $(K_0^2 k_B T \Delta f)^{-1}$ разів і надходить до порогового пристрою. В пороговому пристрої здійснюється порівняння величини Z з порогом для встановлення факту наявності чи відсутності об'єкта на ділянці, де перехрещуються діаграми спрямованості. Результат виявлення буде зберігатися в блоці пам'яті (Memory) разом зі значеннями напрямків антен і подається в обчислювальну машину для визначення координат виявлених об'єктів і побудови карти, яку показується в індикаторі (Score). Координати об'єкта в декартовій системі O_1xyz визначаються згідно наступної формули:

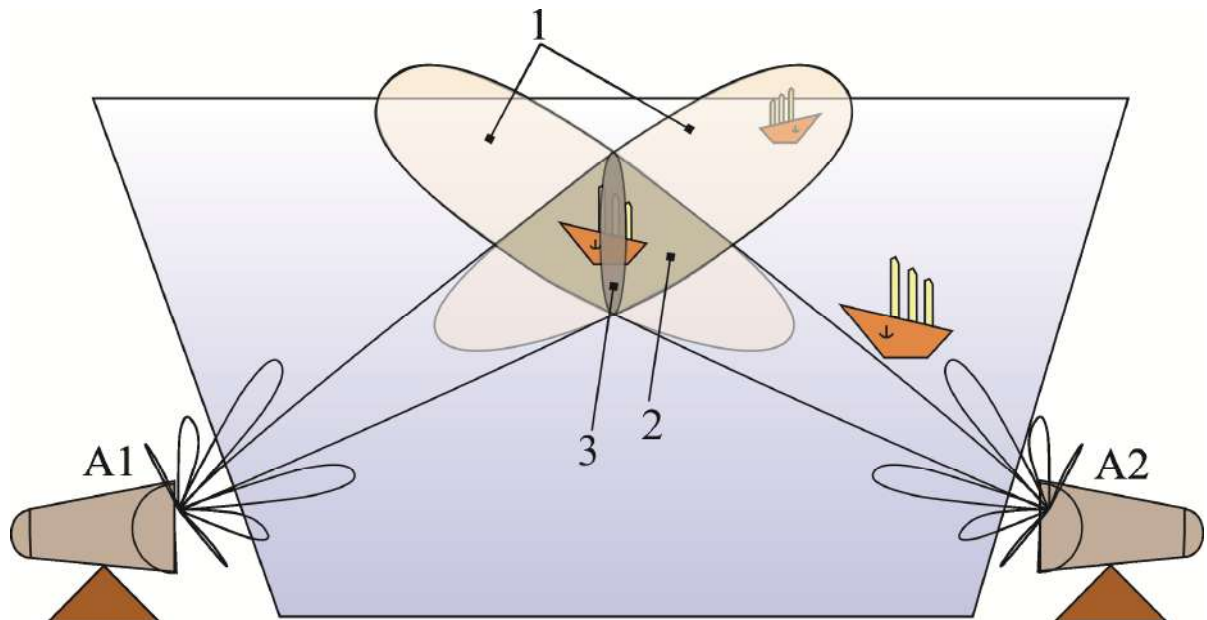
$$(x_{S(O_1)}, y_{S(O_1)}, z_{S(O_1)}) = -h/g_{01z} (g_{01x}, g_{01y}, g_{01z}). \quad (6.20)$$

6.3. Результати імітаційного моделювання

Проведемо імітаційне моделювання роботи схеми, показаної на рис. 6.4.



а)



б)

Рисунок 6.4 – Геометрія імітаційного моделювання: вузькосмугова ПРТС –а); надширокосмугова ПРТС – б)

На рис. 6.4 введено наступні позначення: A1, A2 – антенні решітки; область 1 – область пересічення ДС з підстильною поверхнею (акваторією) з якої надходить сигнал у кожному з антен; область 2 – область пересічення діаграм спрямованості обох антен; область 3 – область високої кореляції

(сигнали, які надходять на обидві антени з області 3 корелюють між собою з коефіцієнтом кореляції більш як 0,5).

З аналізу рис. 6.4 витікає, що область високої кореляції у випадку обробки вузькосмугових сигналів багатозначна (див. рис. 6.4.а) і не дозволить однозначно визначити положення об'єкту. У той же час, обробка НШС значно звужує область високої кореляції (див. рис. 6.4.б), що дозволяє провести однозначні вимірювання.

На рис. 6.5 показано результати моделювання, яке містить результати наступних досліджень:

- моделювання алгоритму виявлення;
- моделювання алгоритму визначення координат (замінено прив'язуванням алгоритму до карти місцевості в координатах дальностей відносно фазового центру ПРТК).

На рис. 6.5.а показана карта істинного розміщення надводних об'єктів. На рис. 6.5.б – результат моделювання виявлення та оцінювання координат при використанні вузькосмугової ПРСТ ($2\Delta f = 0,3$ ГГц, задовольняє умові (6.17)), а на рис. 6.5.в – при використанні надширокосмугової ПРТК. При моделюванні вважалось, що час спостереження кожного елементу розрізнення

З аналізу рис. 6.5 слідує, що використання вузькосмугової ПРТК призводить до наявності хибних об'єктів – невеликий об'єкт розпізнано безпосередньо біля найбільшого об'єкту. Фізично це пояснюється тим, що ФН вузькосмугових ПРТК є багатопелюсткові, а багатопелюстковість породжує хибні максимуми на зображенні. Використання ж надширокосмугової ПРТК (див. рис. 6.5.в) позбавляє хибних виявлень. Це пояснюється суттєво більшим усередненням незалежних відліків (розширення смуги збільшує число незалежних відліків у часовій області).

На рис. 6.6 наведено результати вимірювання кількості виявлених об'єктів при використанні вузькосмугової ПРТК (при використанні НШС ПРТК багатопелюстковість ФН не спостерігається, тому для них не

досліджена частота «фантомів»). На рис. 6.6 введено наступні позначення осей: $N_{targets}$ – кількість виявлених цілей; n – частота повторення результату експеримента. При проведенні моделювання проведено 1000 імітацій експерименту. Реальна кількість надводних об'єктів – 3.

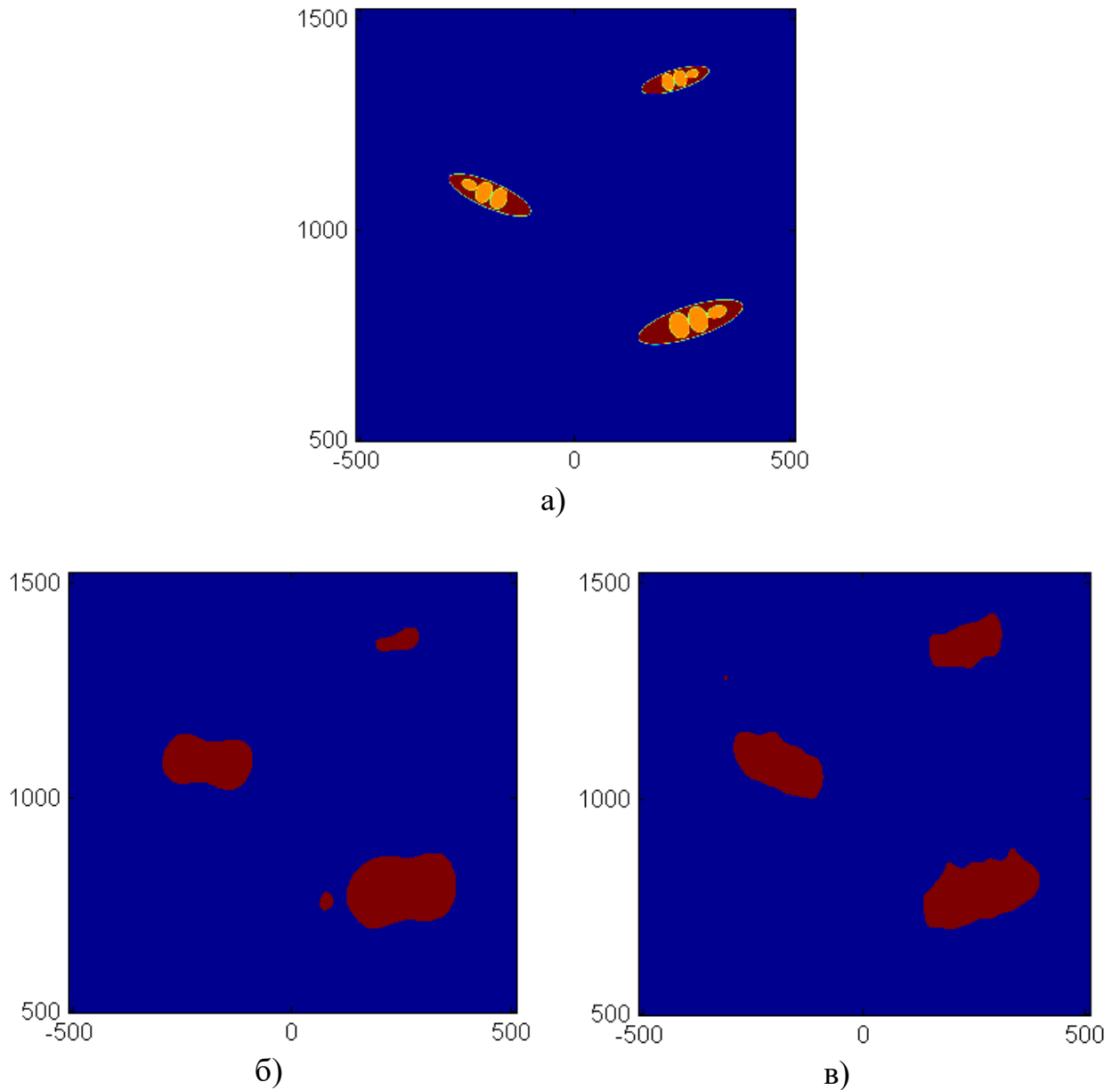


Рисунок 6.5 – Істинне розміщення водного транспорту –а), карта розміщення об'єктів, отримана з використанням вузько смугової радіометричної системи – б) і карта розміщення об'єктів, отримана з використанням надширокоsmугової радіометричної системи – в)

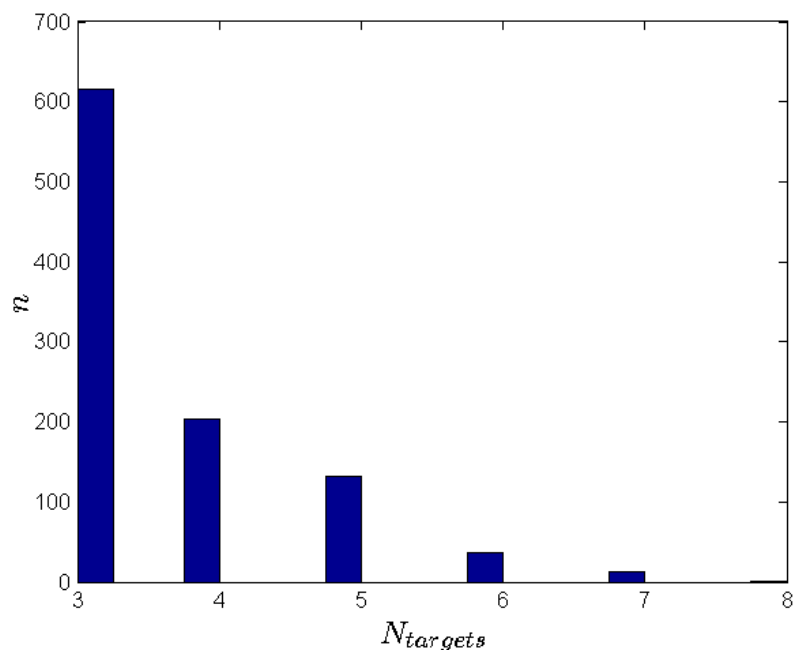


Рисунок 6.6 – Частота n визначення кількості $N_{targets}$ цілей при проведенні 1000 імітаційних експериментів (істинне значення $N_{targets} = 3$) з використанням вузькосмугової ПРТС

Ймовірність появи хибних об'єктів – «фантомів» можна зменшити за рахунок усереднення карт водних акваторій з об'єктами, які побудовані на суміжних оглядах визначеного простору. Проте метод не доцільно використовувати у якості основного при зменшенні ймовірності появи «фантомів», так як він потребує значного часу. Пропонується дослідити основні ознаки «фантомів» і використати їх для наступної фільтрації. Серед таких ознак виділяємо наступні:

- «фантом» з'являється поблизу реального об'єкту, що визначається причиною його утворення – багатопелюстковістю ФН вузькосмугових ПРТК. Близькість при цьому визначається відповідно до розміру самого хибного об'єкту;
- розміри фантому (у переважній більшості випадків) не перевищують третьої частини меж основного об'єкту.

Враховуючи ці ознаки (розробка відповідного методу «ознак» і його реалізацію Software) проведено серію з 1000 імітаційних експериментів.

Результати цих експериментів оброблено аналогічно результатам, які склали основу рис. 6.6, та показано на рис. 6.7.

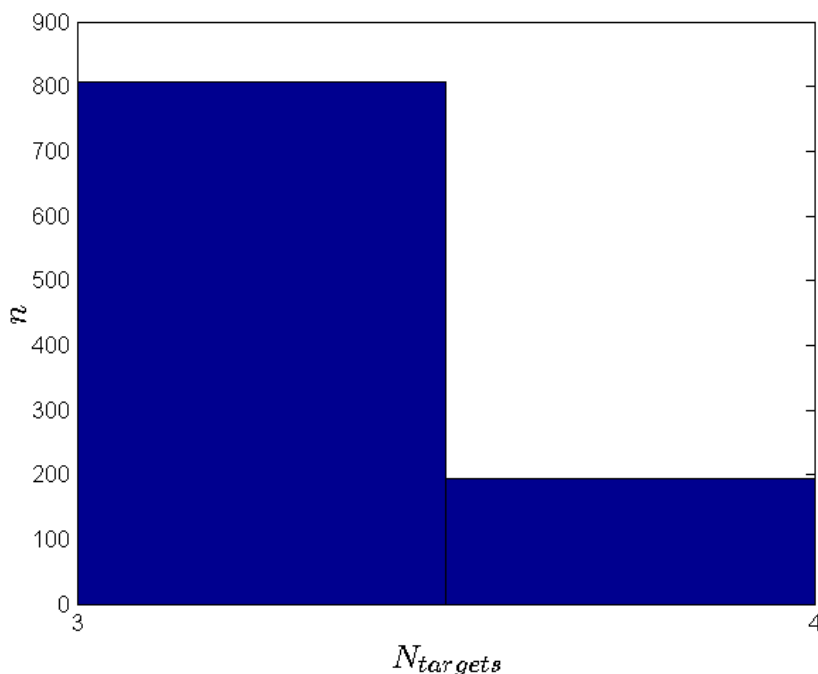


Рисунок 6.7 – Частота n визначення кількості $N_{targets}$ цілей при проведенні 1000 імітаційних експериментів (істинне значення $N_{targets} = 3$) з використанням вузькосмугової ПРТК (застосовано прогмане коригування карт)

З аналізу рис. 6.7 слідує, що програмним способом вдалося видалити значну кількість (майже 50%) «фантомів». Проте повністю позбутися цього ефекту не вдалося. Доцільно використати подвійну обробку методами «ознак» та усереднення карт, отриманих на суміжних інтервалах спостереження. На рис. 6.8 наведено результати імітаційного моделювання з наступним застосуванням обох методів.

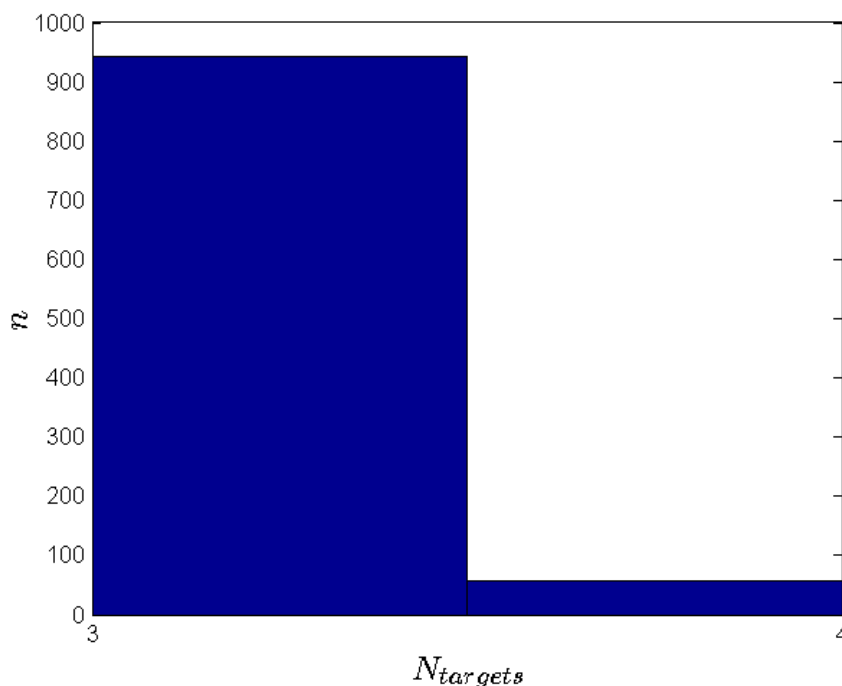


Рисунок 6.8 – Частота n визначення кількості $N_{targets}$ цілей при проведенні 1000 імітаційних експериментів (істинне значення $N_{targets} = 3$) з використанням вузькосмугової ПРТК (застосовано прогмане коригування карт та усереднення по трьом суміжним за часом формування картам)

З аналізу рис. 6.6–6.8 слідує, що застосування обох вказаних методів дозволяє зменшити імовірність виникнення хибних об'єктів у більш як 6 разів.

Висновки до розділу

Загалом, з аналізу цих та інших результатів моделювання можна зробити наступні висновки:

- реалізація ПРТК контролю водного транспорту у прибережних акваторіях має цілком явне фізичне підґрунтя. Проведений аналіз вказує на те, що такі системи повинні обробляти сигнали вертикальної поляризації, так як при цьому спостерігається максимальний контраст

- «метал-вода» (метал при цьому перевідбиває ефективну температуру неба);
- для вирішення задачі достовірного виявлення достатньо не надто широкої смуги пропускання – див. умову (6.17), проте ця умова не є достатньою для однозначного визначення положення об'єкту. Зокрема, багатопелюстковість ФН призводить до появи «фантомів» у безпосередній близькості до реальних об'єктів. Вочевидь, такі об'єкти будуть з'являтися на різних картах у різних місцях і при усередненні не будуть продетектовані, але при малому часі спостереження це не завжди зручно;
 - для зменшення кількості «фантомів» запропоновано використати т.н. метод «ознак» разом з методом усереднення карт, які зформовано на сусідніх інтервалах часу. Застосування лише одного методу «ознак» дає зниження помилкового виявлення об'єктів лише у 2 рази. Застосування ж обох методів зменшує кількість помилок у 6 разів;
 - перехід до обробки НШС сигналів у ПРТК дозволяє отримати достатнє усереднення і ймовірність появи «фантомів» суттєво зменшується, що демонструється результатами моделювання;

ВИСНОВКИ

Вирішена актуальна наукова проблема подальшого розвитку статистичної теорії структурного синтезу та аналізу НШС ПРТК і розробки на її основі високоточних комплексів дво- і тривимірного картографування об'єктів, зокрема комплексів контролю прибережних зон водних акваторій річок та морів.

Міжнародна наукова спільнота встановлює жорсткі вимоги до перспективних напрямків розвитку техніки. Зокрема, такі вимоги відзначено у наступних принципах ідеології «Green Engeneereeng»: зниження енергоспоживання; зменшення шкідливого впливу на навколишнє середовище і біологічні об'єкти; скорочення масогабаритних характеристик систем. Усім цим вимогам відповідають радіометричні пристрої та системи. Якщо врахувати і те, що радіометри широко розповсюджені для вирішення задач дистанційного зондування при моніторинзі Землі, у радіоастрономії, метеорології і ін. галузях науки і народного господарства, можна стверджувати, що їх можна віднести до перспективних радарних технологій, які, при відповідному підвищенні показників якості функціонування, здатні конкурувати, або, навіть, перевершити якісні показники активних радарів. Слід відзначити, що до найбільшого недоліку радіометричних пристроїв відносять нездатність вимірювання дальності за допомогою однопозиційних приймачів. Цей недолік компенсується за рахунок використання сумісної обробки сигналів з виходів двох і більше радіометрів. Тому доцільно розробляти теорію багатоантенних комплексів, які вільні від таких недоліків.

Наразі радіометричні комплекси розробляються у квазімонохроматичному наближенні. Це суттєво обмежує як якісні показники функціонування комплексів, так і впливає на їхню структуру. Зокрема, як показано у першому розділі, для сучасних (вузькосмугових) радіометричних комплексів (SMOS, VLA, GMRT, ALMA,...) характерне використання

антенних систем з великою кількістю елементів, що забезпечує заповнення т.н. області просторової спектральної чутливості і підвищує точність вирішення задач радіометрії, наприклад, точність відновлення радіометричних зображень, точність оцінки параметрів об'єктів і ін.

Проведене дослідження показує, що перехід до обробки НШС сигналів здатний значно вплинути як на вигляд радіометрів (зменшення кількості елементів у антенній системі, зменшення числа кореляторів і ін. при збереженні або, навіть, підвищенні якісних показників функціонування вузькосмугових радіометрів), так і на їхні характеристики (флуктуаційну чутливість, точність оцінювання, розрізнявальну здатність по кутовим координатам і ін.). Такий перехід до обробки НШС просторово-часових сигналів вимагає проведення низки ґрунтовних різноманітних досліджень, які б охоплювали: особливості їх обробки з урахуванням якості вирішення прямих і зворотніх задач радіолокації; розробку нових та уточнення наявних моделей радіотеплових НШС полів; дослідження діаграм спрямованості та функцій невизначеності НШС радіометричних комплексів; розробку методик інтерпретації отриманих даних; визначення можливостей технічної реалізації синтезованих алгоритмів; дослідження можливості вирішення радіометричних задач нового класу, пов'язаних з тривимірним картографуванням просторово-протяжних об'єктів, тощо.

Цей далеко не вичерпний перелік питань, які потребують відповіді, породжує суперечності у наявній теорії та відповідну актуальну наукову проблему дисертаційного дослідження – подальшого розвитку статистичної теорії структурного синтезу та аналізу надширокосмугових пасивних радіотехнічних комплексів і розробки на її основі високоточних комплексів дво- і тривимірного картографування об'єктів.

Вирішення цієї проблеми у роботі забезпечується: використанням єдиного статистичного підходу до вирішення низки поставлених задач; впровадженням нових термінів та їх визначень, які більш адекватні як для опису НШС просторово-часових полів, так і для аналізу характеристик НШС

радіометричних комплексів; розробкою адекватних математичних моделей радіотеплового випромінювання та відповідним формуванням рівнянь спостережень; дослідженням потенційних точності та флуктуаційної чутливості, притаманних синтезованим алгоритмам та розробленим на їхній основі радіоетрамом.

Для вирішення наукової проблеми були застосовані методи теорії оптимальних рішень (синтез алгоритмів обробки сигналів,...) і математичної статистики (обробка результатів досліджень,...), функціонального аналізу (варіаційного числення), евристичної обробки багатовимірних даних (визначення якості формування радіо зображень,...), багатовимірною спектрального та кореляційного аналізу (V -перетворень,...) і ін.

При рішенні проблеми отримано наступні найбільш важливі наукові результати:

1. Отримали подальший розвиток моделі НШС просторово-часових сигналів, які на відміну від відомих дозволяють врахувати кривизну хвильового фронту поля між просторово-рознесеними антенами для дослідження об'єктів у ближній зоні Френеля, що дозволило формалізувати оптимізаційну задачу структурного синтезу пасивної радіотехнічної системи тривимірною картографування протяжних об'єктів.

2. Удосконалено метод заповнення області просторово-спектральної чутливості систем апертурного синтезу надширокосмуговими просторово-часовими сигналами і показано, що пропонуєміий спектральний метод апертурного синтеза відрізняється від відомих паралельного і послідовного методів апертурного синтезу за рахунок нерівномірного заповнення області просторово-спектральної чутливості, що не спостерігалось раніше. Це вперше дозволило обґрунтувати можливість переходу від обробки надширокосмугових до багатосмугових просторово-часових сигналів.

3. Вперше введено нові та удосконалено ряд наявних визначень, які традиційно використовуються для опису вузькосмугових сигналів, для

адекватного визначення фізичної сутності статистичних характеристик надширокосмугових просторово-часових сигналів і алгоритмів їх обробки.

4. Уперше отримано точні явні рішення задач структурного синтезу пасивних надширокосмугових радіотехнічних комплексів високоточного формування радіометричних зображень об'єктів, які розміщені у дальній зоні Фраунгофера, на випадок використання антенних систем з довільним числом елементів. Раніше були отримані точні рішення тільки для двох і трьох антен. Вперше надано фізичну інтерпретацію радіометричних зображень, отриманих багатоканальними пасивними радіометричними комплексами, зокрема, показано, що вони представляють собою вагові усереднення радіометричних зображень, отриманих на континуумі робочого діапазону частот.

5. Вперше з вирішення зворотних задач формування радіометричних зображень розроблено метод інверсної просторової фільтрації первинних двовимірних радіометричних зображень, який передбачає попереднє оцінювання узагальненої функції невизначеності комплексу і наступне їхнє відновлення з точністю, яка суттєво вища за ту, яка визначається функцією невизначеності системи на кожній з частот у межах робочого діапазону.

6. Вперше запропоновано, синтезовано та ґрунтовно досліджено пасивні радіотехнічні системи тривимірною картографування протяжних об'єктів, які на відміну від активних систем картографування наразі характеризуються меншою точністю, але не потребують зондуючого сигналу і у майбутньому, при удосконаленні елементної бази для обробки надширокосмугових сигналів, здатні будуть конкурувати по точності з активними.

7. Запропоновано новий критерій широкосмуговості та надширокосмуговості, який на відміну від відомих, передбачає аналіз функції невизначеності пасивного радіометричного комплексу і, відповідно, залежить не тільки від відношення ширини робочої смуги частот до центральної частоти налаштування приймача, а й від геометрії антенної системи. Цей

критерій усуває наявні розбіжності у визначені належності систем до вузько-, широко- та надширокосмугових.

Виходячи з комплексності вирішених задач та ґрунтовності їх опрацювання слідує, що мета дослідження – розвиток статистичної теорії структурного синтезу пасивних радіотехнічних комплексів, розробка на її основі комплексів дво- і тривимірного картографування протяжних об'єктів з дослідженням їх потенційних характеристик – досягнута.

Слід відзначити наступне практичне значення результатів дослідження:

- нові математичні моделі надширокосмугових просторово-часових сигналів та алгоритми їх обробки є теоретичним підґрунтям для формування напрямків розвитку перспективних високоточних пасивних радіотехнічних комплексів дво- та тривимірного картографування;

- запропонований та розрахований пасивний радіотехнічних комплекс контролю акваторій може бути використаний для створення перспективних прибережних систем виявлення-супроводження надводних суден;

- ґрунтовні дослідження функцій невизначеності пасивних радіотехнічних комплексів та алгоритми її моделювання дозволяють визначити можливості модернізації існуючих радарів за рахунок розширення частотного діапазону (переходом до обробки багатьох частот або ж широкосмуговості) з суттєвим підвищенням розрізнявальної здатності по просторовим координатам та флуктуаційної чутливості при одночасному зменшенні кількості елементів антенної системи;

- аналітичні вирази для розрахунку потенційної флуктуаційної чутливості та граничної похибки оцінок параметрів доцільно використати для визначення меж, до яких слід наближатися при проектуванні нових пасивних радіотехнічних комплексів;

- системи обробки просторово-часових радіометричних сигналів, розроблені на основі синтезованих алгоритмів, відповідають вимогам «Green Engeneering», що забезпечує високу конкурентоспроможність на міжнародному ринку.

Результати дослідження використані у навчальному процесі при підготовці фахівців за галузями спеціальностей «Транспорт і транспортна інфраструктура», «Телекомунікації та радіотехніка».

Достовірність наукових положень, отриманих у результаті дисертаційного дослідження, підтверджується апробацією на низці міжнародних науково-технічних конференцій, на наукових семінарах, які проводилися у Київській державній академії водного транспорту імені гетьмана Петра Конашевича-Сагайдачного, а також підтвердженням теоретичних результатів та викладок імітаційним моделюванням.

Додаток А

Розглянемо геометрію задачі, наведену на рис. А.1. Тут O_1, O_2 – центри першої і другої антен, $\vec{g}_{01}, \vec{g}_{02}$ – вектори напрямних косинусів, які характеризують напрямки першої і другої антен, h – висота радіотехнічної системи, d – база антенної системи.

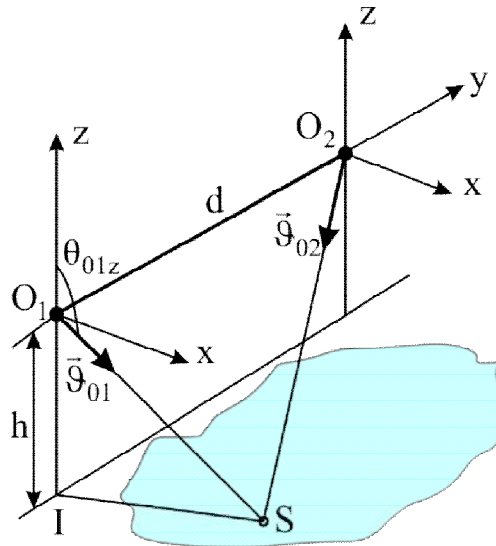


Рисунок А.1 – Геометрія задачі

Нехай поверхня моря приведена до площини. Тоді трикутник O_1IS прямокутний, відповідно, маємо

$$O_1S = O_1I / \cos \widehat{IO_1S} = h / -\cos \theta_{01z} = h / -g_{01z}, \quad (\text{A.1})$$

і координати точки S у декартовій системі O_1xyz визначаються згідно формули

$$\vec{O_1S} = |\vec{O_1S}| \cdot \vec{g}_{01} = -h / g_{01z} (g_{01x}, g_{01y}, g_{01z}). \quad (\text{A.2})$$

Розрахуємо координати точки S у декартовій системі O_2xyz

$$\begin{aligned}\overline{O_2S} &= \overline{O_2O_1} + \overline{O_1S} = (0, -d, 0) - h/g_{01z} (g_{01x}, g_{01y}, g_{01z}) = \\ &= -h/g_{01z} (g_{01x}, d g_{01z}/h + g_{01y}, g_{01z}).\end{aligned}\tag{A.3}$$

При цьому відстань від центру другої антени до точки S визначимо за виразом

$$\begin{aligned}O_2S &= \sqrt{h^2 \frac{g_{01x}^2}{g_{01z}^2} + d^2 + 2dh \frac{g_{01y}}{g_{01z}} + h^2 \frac{g_{01y}^2}{g_{01z}^2} + h^2} = \\ &= \sqrt{h^2 \left(\frac{g_{01x}^2}{g_{01z}^2} + \frac{g_{01y}^2}{g_{01z}^2} + 1 \right) + d^2 + 2dh \frac{g_{01y}}{g_{01z}}} = \sqrt{\frac{h^2}{g_{01z}^2} + d^2 + 2dh \frac{g_{01y}}{g_{01z}}}.\end{aligned}\tag{A.4}$$

Додаток Б
Акти впровадження

Затверджую:
 В.о. директора ГВСП «КСБСРЗ» ПрАТ «УДП» О.С.Пучков
 2016 р.

АКТ

впровадження результатів дисертаційного дослідження Тимошук О.М.

Комісія у складі начальника виробничої служби Кравченко В.М., капітана заводу Колоса П.А. та інженера з технагляду Максиміхіна С.В. встановила, що результати наукових досліджень викладених в докторській дисертації, які виконані Тимошук Оленою Миколаївною реалізовані на підприємстві ГВСП «Кілійський суднобудівельно-судноремонтний завод» ПрАТ «УДП»:

1) запропонований та розрахований пасивний радіотехнічних комплекс контролю акваторій може бути використаний для створення перспективних прибережних систем виявлення-супроводження надводних суден;

2) запропоновані методики розрахунку характеристик спрямованості пасивних радіотехнічних систем можуть бути використані для обґрунтування вибору їх основних параметрів та характеристик на етапі проектування, зокрема, при фіксованій антенній системі можна обґрунтувати робочий діапазон частот, який забезпечить вирішення задачі з заданою точністю, і навпаки, розрахувати можливу геометрію антенної системи та визначити кількість антен у ній при фіксованій робочій смузі комплексу;


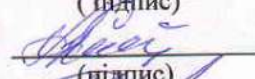

3) аналітичні вирази для розрахунку потенційної флуктуаційної чутливості та граничної похибки оцінок параметрів доцільно використати для визначення меж, до яких слід наближатися при проектуванні нових пасивних радіотехнічних комплексів.

Запропоновані автором пропозиції використані при експлуатації засобів водного транспорту та дозволили зменшити помилкове виявлення суден у прибережних акваторіях приблизно у два рази.

Голова комісії начальник ВС Кравченко В.М.

Член комісії капітан заводу Колос П.А.

Член комісії інженер з ТН Максиміхін С.В.


 (підпис)

 (підпис)

 (підпис)

«ЗАТВЕРДЖУЮ»
Голова комісії з реорганізації КДАВТ,
в.о. ректора, к.т.н., доцент

О.В. Зорька
2016 р.



АКТ

впровадження результатів дисертаційних досліджень Тимошук О.М.
у навчальний процес

Комісія у складі: голови – в.о. завідуючого кафедрою технічних систем та процесів управління в судноводінні к.т.н., доцент Маранов О.В. та членів: к.т.н., доцента Вороб'я В.І. та доцента Коршунова М.Я. встановила, що результати наукових досліджень Тимошук О.М. щодо розвитку статистичної теорії структурного синтезу пасивних радіотехнічних комплексів, розробці на її основі комплексів дво- і тривимірного картографування суден у прибережних акваторіях з дослідженням їх потенційних характеристик дозволили:

- 1) розробити концепцію рішення задач статистичного синтезу радіометричних радіометричних пристроїв та систем;
- 2) розробити методику оцінки потенційної флуктуаційної чутливості радіометричних пристроїв та систем;
- 3) синтезувати алгоритми та відповідні до них радіометричні пристрої скануючого типу, в тому числі скануючі пристрої з модуляцією корисного сигналу.

Результати досліджень реалізовані при викладанні дисциплін «Сучасні методи експериментальних досліджень та обробки даних в навігації та управлінні судном», «Технічні засоби судноводіння», «Сучасні автоматизовані системи управління рухом суден. Навігаційні інформаційні системи з електронними картами. Інформаційні технології», при підготовці аспірантів, а також при виконанні НДР «Розробка комплексного показника якості пасажирських круїзних суден змішаного плавання в системі безпересадкових круїзних перевезень між портами Дніпра, Чорного моря та Дунаю (номер держреєстрації 0116 U003946).

Голова комісії

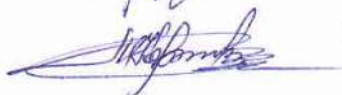


к.т.н., доцент Маранов О.В.

Члени комісії:



к.т.н., доцент Воробей В.І.



доцент Коршунов М.Я.

«ЗАТВЕРДЖУЮ»
Голова комісії з реорганізації КДАВТ,
в.о. ректора к.т.н., доцент



О.В.Зорька
2016 р.

АКТ

впровадження результатів дисертаційних досліджень Тимошук О.М.

Комісія у складі: голови – в.о. завідуючого кафедрою технічних систем та процесів управління в судноводінні к.т.н., доцент Маранова О.В. та членів: к.т.н., доцента Вороб'я В.І. та доцента Коршунова М.Я. встановила, що результати наукових досліджень, які викладені Тимошук О.М. у таких роботах:

1. Е.Н. Тимошук. Синтез оптимального алгоритма оценки радиометрических изображений в сверхширокополосных радиометрических комплексах с трехэлементной антенной системой / В. В. Павликов, Нгуен Ван Кiem, Е.Н. Тимошук // Авіаційно-космічна техніка і технологія, 2015р., №6(123). – С. 64–68.;

2. Е.Н. Тимошук. Статистическая теория сверхширокополосных пространственно-распределенных радиометрических систем высокого пространственного разрешения / В.К. Волосюк, В.Ф. Кравченко, В.В. Павликов, Е.Н. Тимошук // Прикладная радиоэлектроника: науч.-техн. журнал. – 2015. Том 14. № 1. – С. 41–50.

3. О.М. Тимошук. Оптимальна оцінка радіометричних зображень у радіометрі зі скануючою діаграмою спрямованості / В. В. Павліков, К. М. Нежальська, О. М. Тимошук // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України : Науково-технічний журнал. №4(21), 2015. С. 98-102.;

Реалізовані в учбовому процесі Київської державної академії водного транспорту при викладанні дисциплін «Сучасні методи експериментальних досліджень та обробки даних в навігації та управлінні судном», «Технічні засоби судноводіння», «Сучасні автоматизовані системи управління рухом суден. Навігаційні інформаційні системи з електронними картами. Інформаційні технології», при підготовці аспірантів, а також при виконанні НДР «Розробка комплексного показника якості пасажирських круїзних суден змішаного плавання в системі безпересадкових круїзних перевезень між портами Дніпра, Чорного моря та Дунаю (номер держреєстрації 0116 U003946).

Голова комісії

Члени комісії:



к.т.н., доцент Маранов О.В.

к.т.н., доцент Воробей В.І.

доцент Коршунов М.Я.

ЗАТВЕРДЖУЮ

Проректор з наукової роботи
 Національного аерокосмічного університету
 ім. М.С. Жуковського
 «Харківський національний інститут

Гайданук О. В.
 2016 року

АКТ

впровадження результатів наукових досліджень

Тимошук Олени Миколаївни

Комісія у складі: голови комісії – завідувача кафедри проектування радіоелектронних систем літальних апаратів д.т.н., с.н.с Павлікова В.В., членів комісії – к.т.н., ст. наукового співробітника, доцента кафедри АБРАМОВА О.Д., к.т.н., доцента кафедри ГОРБУНЕНКО О.А. встановила, що наступні наукові положення дисертаційної роботи, розроблені особисто Тимошук О.М. та реалізовані у наступних роботах:

– методика розрахунку функції невизначеності надширокозмугових пасивних радіотехнічних комплексів з багатоелементними антенними системами увійшли до звіту з НДР №ДР 0113u000577;

– запропоновані визначення характеристик пасивних радіотехнічних комплексів, які є більш адекватними при аналізі надширокозмугових полів радіотеплового випромінювання увійшли до звіту з НДР № ДР 0116u003788.

Акт не є підставою для фінансових розрахунків.

Завідувач кафедри проектування
 радіоелектронних систем літальних
 апаратів (№501), д.т.н., с.н.с.

ПАВЛІКОВ В.В.

Доцент кафедри №501
 К.т.н., с.н.с.

АБРАМОВ О.Д.

Доцент кафедри №501, к.т.н.

ГОРБУНЕНКО О.А.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. U.S. Environmental Protection Agency (2014), Green Engineering.
<http://www.epa.gov/oppt/greenengineering/>
2. American Chemical Society (2014). 12 Principles of Green Engineering.
<http://www.acs.org/content/acs/en/greenchemistry/what-is-green-chemistry/principles/12-principles-of-green-engineering.html>
3. Павликов В.В. Оптимизация обработки сверхширокополосных сигналов в пассивных радиометрических устройствах и системах, включая системы апертурного синтеза – дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук зі спеціальності 05.12.17. Харків, 2013. Національний аерокосмічний університет ім. М.Є. Жуковського «ХАІ», 423 с.
4. K. R. Carver, C. Elachi and F. T. Ulaby, "Microwave remote sensing from space," in *Proceedings of the IEEE*, Vol. 73, No. 6, pp. 970-996, June 1985.
DOI: 10.1109/PROC.1985.13230
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1457498&isnumber=31350>
5. P. Ferrazzoli and L. Guerriero, "Passive microwave remote sensing of forests: a model investigation," in *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 34, no. 2, pp. 433-443, Mar 1996. DOI: 10.1109/36.485121
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=485121&isnumber=10355>
6. A. V. Antonov, V. P. Churilov, Y. M. Gerasimov, Y. V. Karelin and N. V. Ruzhentsev, "Observations of local sources of the Sun activity at 94 GHz with the radiotelescope RT-2," *Physics and Engineering of Millimeter and Sub-Millimeter Waves, 2001. The Fourth International Kharkov Symposium on*, Kharkov, 2001, pp. 798-800 Vol.2. DOI: 10.1109/MSMW.2001.947316
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=947316&isnumber=20500>

7. A. A. Koval, A. A. Konovalenko and A. A. Stanislavsky, "A new heliograph of the UTR-2 radio telescope: Design and performance," *General Assembly and Scientific Symposium, 2011 XXXth URSI*, Istanbul, 2011, pp. 1-4. DOI: 10.1109/URSIGASS.2011.6051199
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6051199&isnumber=6050234>
8. A. A. Konovalenko, "Radio astronomy in Ukraine," *Microwaves and Radar, 1998. MIKON '98., 12th International Conference on*, Krakow, 1998, pp. 345-361 Vol.4. DOI: 10.1109/MIKON.1998.738480
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=738480&isnumber=15945>
9. A. Konovalenko *et al.*, "State-of-the-art of low frequency radio astronomy, relevant antenna systems and international cooperation in Ukraine," *Antenna Theory and Techniques (ICATT), 2015 International Conference on*, Kharkiv, 2015, pp. 1-5. DOI: 10.1109/ICATT.2015.7136772
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7136772&isnumber=7136763>
10. A. V. Antyufeyev, A. V. Myshenko and V. V. Myshenko, "Microwave oscillator's spectral observation with a radio astronomy receiver," *Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), 2013 23rd International Crimean Conference*, Sevastopol, 2013, pp. 949-950.
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6653139&isnumber=6652585>
11. B. Fiorelli, M. Arts, G. Virone, E. de Lera Acedo and W. A. van Cappellen, "Polarization analysis and evaluation for radio astronomy aperture array antennas," *Antennas and Propagation (EuCAP), 2013 7th European Conference on*, Gothenburg, 2013, pp. 461-465.
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6546307&isnumber=6546197>

12. Y. Y. Kovalev, N. S. Kardashev, K. I. Kellermann and P. G. Edwards, "The RadioAstron space VLBI project," *General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS), 2014 XXXIth URSI*, Beijing, 2014, pp. 1-1. DOI: 10.1109/URSIGASS.2014.6929994
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6929994&isnumber=6928981>
13. Природа флуктуаций собственного электромагнитного излучения головного мозга / В. С. Кубланов, Ю. Е. Сидельников, А. Л. Азин, А. М. Сысков // Биомедицинская радиоэлектроника. – 2010. – № 9. – С. 45–54.
14. Информационный анализ флуктуаций радиояркой температуры тканей головного мозга / А. М. Сысков, В. И. Борисов, В. Б. Парашин, В. С. Кубланов // Медицинская техника. – 2012. – № 3. – С. 14–17.
15. Klemetsen, O. Design and Evaluation of a Medical Microwave Radiometer for Observing Temperature Gradients Subcutaneously in the Human Body : diss. for the degree of Ph. D. / O. Klemetsen. – [S. l.], 2011. – 120 p.
16. Tipa, R. Microwave thermography for cancer detection / R. Tipa, O. Baltag // Rom. Journ. Phys. – 2006. – Vol. 51, № 3/4. – P. 371–377.
17. F. J. Turk, S. DiMichele and J. Hawkins, "Observations of tropical cyclone structure from WindSat," in *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 44, No. 3, pp. 645-655, March 2006. DOI: 10.1109/TGRS.2006.869926
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1597470&isnumber=33599>
18. S. H. Yueh, R. Kwok, F. K. Li, S. V. Nghiem, W. J. Wilson and J. A. Kong, "Polarimetric passive remote sensing of wind-generated sea surfaces and ocean wind vectors," *OCEANS '93. Engineering in Harmony with Ocean. Proceedings*, Victoria, BC, 1993, pp. I31-I36 Vol.1. DOI: 10.1109/OCEANS.1993.326035

- URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=326035&isnumber=7739>
19. B. G. Kutuza, "Fluctuations of microwave emission of the atmosphere at millimeter wavelengths," *Physics and Engineering of Millimeter and Sub-Millimeter Waves, 2001. The Fourth International Kharkov Symposium on*, Kharkov, 2001, pp. 114-116 vol.1. doi: 10.1109/MSMW.2001.946756
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=946756&isnumber=20496>
 20. A. A. Chukhlantsev, A. M. Shutko, S. P. Golovachev and A. A. Chukhlantsev, "Conductivity of leaves and branches and its relation to the spectral dependence of attenuation by forests in meter and decimeter band," *Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2003. IGARSS '03. Proceedings. 2003 IEEE International*, 2003, pp. 1103-1105 vol.2. DOI: 10.1109/IGARSS.2003.1294025
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1294025&isnumber=28602>
 21. Y. Tishchenko *et al.*, "Vegetation Effects on Passive Microwave Measurements," *2007 3rd International Conference on Recent Advances in Space Technologies*, Istanbul, 2007, pp. 289-293. DOI: 10.1109/RAST.2007.4283997
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4283997&isnumber=4283956>
 22. J. P. Wigneron, A. Chanzy, J. C. Calvet, Y. Kerr and O. Grosjean, "Simultaneous retrievals of soil moisture and vegetation biomass from multi-configuration passive microwave measurements," *Geoscience and Remote Sensing Symposium, 1995. IGARSS '95. 'Quantitative Remote Sensing for Science and Applications', International*, Firenze, 1995, pp. 1343-1345 Vol.2. DOI: 10.1109/IGARSS.1995.521745
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=521745&isnumber=11410>

23. Y. Li, L. Zhang, L. Jiang, Z. Zhang and T. Zhao, "Evaluation of vegetation indices based on microwave data by simulation and measurements," *Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS), 2010 IEEE International*, Honolulu, HI, 2010, pp. 3311-3314. DOI: 10.1109/IGARSS.2010.5649579
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5649579&isnumber=5648802>
24. B. I. Vichey, K. G. Kostov and E. N. Krasteva, "Research on passive microwave remote sensing of soils and vegetation at the institute of electronics - BAS," *Applied Electromagnetism, 1996. Trans Black Sea Region Symposium on*, Hellas, Greece, 1996, pp. RSGP_14-RSGP_14. DOI: 10.1109/AEM.1996.873180
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=873180&isnumber=18739>
25. Zhongjun Zhang, Guoqing Sun and Lixin Zhang, "A discrete model to evaluate vegetation effect in passive microwave soil moisture retrieval," *Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2003. IGARSS '03. Proceedings. 2003 IEEE International*, 2003, pp. 1338-1340 Vol.2. DOI: 10.1109/IGARSS.2003.1294101
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1294101&isnumber=28602>
26. Lin Zhou, Leung Tsang and Kung-Hau Ding, "Foam effects on polarimetric passive microwave remote sensing of ocean wind vectors," *Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2002. IGARSS '02. 2002 IEEE International*, 2002, pp. 457-459 Vol.1. DOI: 10.1109/IGARSS.2002.1025072
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1025072&isnumber=22036>
27. S. Yueh, "Polarimetric Microwave Remote Sensing of Hurricane Ocean Winds," *2006 IEEE International Symposium on Geoscience and Remote Sensing*, Denver, CO, USA, 2006, pp. 3563-3566. DOI:

10.1109/IGARSS.2006.913

URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4242061&isnumber=4241146>

28. Jianjun Guo, Leung Tsang, W. Asher, Chi On Ao and Jin Au Kong, "Applications of dense media radiative transfer theory for passive microwave remote sensing of foam covered ocean," *Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2001. IGARSS '01. IEEE 2001 International*, Sydney, NSW, 2001, pp. 570-572 Vol.1. DOI: 10.1109/IGARSS.2001.976225
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=976225&isnumber=21054>
29. J. Guo, L. Tsang, W. Asher, K. H. Ding and C. T. Chen, "Applications of dense media radiative transfer theory for passive microwave remote sensing of foam covered ocean," in *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 39, No. 5, pp. 1019-1027, May 2001. DOI: 10.1109/36.921420
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=921420&isnumber=19929>
30. P. Sharma, I. S. Hudiara and M. L. Singh, "Passive remote sensing of a buried object using a 29.9 GHz radiometer," *2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, 2005, pp. 2 pp.-. DOI: 10.1109/APMC.2005.1606346
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1606346&isnumber=33744>
31. G. S. Burns and D. E. Scholen, "Using Passive, Thermal Remote Sensing Techniques For Detecting Subsurface Gravel Accumulations In Vegetated, Unconsolidated Sedimentary Terrains," *Geoscience and Remote Sensing Symposium, 1989. IGARSS'89. 12th Canadian Symposium on Remote Sensing.*, 1989 *International*, 1989, pp. 2532-2534.
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=577922&isnumber=12519>

32. Chen Yongguang and Sun Zhongkang, "Passive location and tracking algorithm based on TOA and azimuth measurements for 3-D moving targets," *Aerospace and Electronics Conference, 1993. NAECON 1993., Proceedings of the IEEE 1993 National*, Dayton, OH, 1993, pp. 393-398 Vol.1. DOI: 10.1109/NAECON.1993.290947 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=290947&isnumber=7207>
33. Y. L. Lu, D. K. P. Tan and H. B. Sun, "Air target detection and tracking using a multi-channel GSM based passive radar," *2007 International Waveform Diversity and Design Conference*, Pisa, 2007, pp. 122-126. DOI: 10.1109/WDDC.2007.4339393 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4339393&isnumber=4339355>
34. Y. Zhong, M. Lambert, D. Lesselier and X. Chen, "A New Integral Equation Method to Solve Highly Nonlinear Inverse Scattering Problems," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 64, No. 5, pp. 1788-1799, May 2016. DOI: 10.1109/TAP.2016.2535492 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7422005&isnumber=7464377>
35. Кулемин, Г.П. Рассеяние миллиметровых радиоволн поверхностью земли под малыми углами [Текст] / Г.П. Кулемин, В.Б. Разказовский – К.: Наукова думка, 1987. 231 с.
36. A. Semnani and M. Kamyab, "An Enhanced Hybrid Method for Solving Inverse Scattering Problems," in *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 45, No. 3, pp. 1534-1537, March 2009. DOI: 10.1109/TMAG.2009.2012735 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4787293&isnumber=4787272>
37. Рытов, С. М. Теория электрических флуктуаций и теплового излучения / С. М. Рытов. – М. : Изд-во АН СССР, 1953. – 232 с.

38. Николаев, А. Г. Радиотеплолокация / А. Г. Николаев, С. В. Перцов. – М. : Воениздат, 1970. – 132 с.
39. Караваев, В. В. Статистическая теория пассивной локации / В. В. Караваев, В. В. Сазонов. – М. : Радио и связь, 1987. – 240 с.
40. Волосюк, В. К. Статистическая теория радиотехнических систем дистанционного зондирования и радиолокации : монография / В. К. Волосюк, В. Ф. Кравченко ; под ред. В. Ф. Кравченко. – М. : Физматлит, 2008. – 704 с.
41. Ulaby, F. T. Microwave Radar and Radiometric Remote Sensing / F. T. Ulaby, D. G. Long, The University Of Michigan Press, 2014, 986 p. ISBN 978-0-472-11935-6
42. F. K. Y. Lo, "ALMA and Sub-millimeter-wave Astronomy," *2006 Joint 31st International Conference on Infrared Millimeter Waves and 14th International Conference on Terahertz Electronics*, Shanghai, 2006, pp. 3-3. DOI: 10.1109/ICIMW.2006.368213 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4221947&inumber=4221944>
43. Y. Gupta, "Observatory report for the GMRT," *General Assembly and Scientific Symposium, 2011 XXXth URSI*, Istanbul, 2011, pp. 1-1. DOI: 10.1109/URSIGASS.2011.6051236 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6051236&inumber=6050234>
44. G. van Moorsel, "The Very Large Array after the upgrade," *General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS), 2014 XXXIth URSI*, Beijing, 2014, pp. 1-3. DOI: 10.1109/URSIGASS.2014.6929995 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6929995&inumber=6928981>
45. A. J. Faulkner, "Dense aperture arrays for the Square Kilometre Array," *General Assembly and Scientific Symposium, 2011 XXXth URSI*, Istanbul, 2011, pp. 1-4. DOI: 10.1109/URSIGASS.2011.6051208

- URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6051208&isnumber=6050234>
46. Haiyan Zhang *et al.*, "Proposed radio quiet zone around FAST in China," *Electromagnetic Compatibility (APEMC), 2013 Asia-Pacific Symposium on*, Melbourne, VIC, 2013, pp. 1-3. DOI: 10.1109/APEMC.2013.7360597
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7360597&isnumber=7360596>
 47. P. A. Castleberg and K. M. Xilouris, "The Arecibo Observatory," in *IEEE Potentials*, vol. 16, no. 3, pp. 33-35, 38-9, Aug/Sep 1997. DOI: 10.1109/45.609894
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=609894&isnumber=13310>
 48. Y. Y. Kovalev, N. S. Kardashev, K. I. Kellermann and P. G. Edwards, "The RadioAstron space VLBI project," *General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS), 2014 XXXIth URSI*, Beijing, 2014, pp. 1-1. DOI: 10.1109/URSIGASS.2014.6929994
vURL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6929994&isnumber=6928981>
 49. L. Wu *et al.*, "Radiometric Performance of SMOS Full Polarimetric Imaging," in *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 10, no. 6, pp. 1454-1458, Nov. 2013. DOI: 10.1109/LGRS.2013.2260128
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6553430&isnumber=6627981>
 50. M. J. Ellsworth, "Flow network analysis of the IBM Power 775 supercomputer Water Cooling System," *Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems (ITherm), 2014 IEEE Intersociety Conference on*, Orlando, FL, 2014, pp. 715-722. DOI: 10.1109/ITHERM.2014.6892351
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6892351&isnumber=6892251>

51. G. S. Reddy, K. Chhabilwad, S. Kharche, P. Patel and J. Mukherjee, "Dual orthogonal CPW feed single element UWB antenna with polarization diversity," *Microwave Conference (EuMC), 2015 European*, Paris, 2015, pp. 1411-1414. DOI: 10.1109/EuMC.2015.7346037 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7346037&isnumber=7345669>
52. G. Adamiuk, S. Beer, W. Wiesbeck and T. Zwick, "Dual-Orthogonal Polarized Antenna for UWB-IR Technology," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 8, No. , pp. 981-984, 2009. DOI: 10.1109/LAWP.2009.2029880 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5200399&isnumber=4808186>
53. Xin Guan and C. Nguyen, "Low-power-consumption and high-gain CMOS distributed amplifiers using cascade of inductively coupled common-source gain cells for UWB systems," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 54, No. 8, pp. 3278-3283, Aug. 2006. DOI: 10.1109/TMTT.2006.877812 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1668345&isnumber=34931>
54. Попов, В.П. Малошумящие усилители на основе sige-hbt для сверхширокополосных систем / В. П. Попов, В. П. Сидоренко // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. 2013. № 1. С. 13-18.
55. Бобрешов, А. М. Двойной балансный смеситель для перемножения сверхширокополосных импульсных сигналов / А. М. Бобрешов, М. И. Малежин, В. А. Степкин, Г. К. Усков // Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Физика. Математика. 2014. № 2. С. 5-13.
56. Гуляев, Ю.В. Прорывные радиоэлектронные технологии в науке и промышленности / Ю. В. Гуляев, А. С. Багдасарян // Радиотехника,

- Электроника и Связь ("РЭС-2011") Сборник докладов Международной научно-технической конференции. ФГУП "Омский научно-исследовательский институт приборостроения". 2011. С. 15-28.
57. Lukin, K. A. FPGA-based Time-Integrating Multichannel Correlator for Noise Radar Applications / K. A. Lukin, O. V. Zemlyaniy, D. N. Tatyanko, S. Lukin, V. Pascazio // The Ninth International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves. MSMW'2016 : symp. proc., Kharkov, Ukraine, June 21–24, Kharkov, 2016. – G-11. – CD-ROM.
58. Есепкина, Н. А. Радиотелескопы и радиометры / Н. А. Есепкина, Д. В. Корольков, Ю. Н. Парийский ; под ред. Д. В. Королькова. – М. : Наука, 1973. – 416 с.
59. Image Formation from Coherence Functions in Astronomy / Ed. by C. van Schooneveld // Proceedings of IAU Colloquium No. 49 on the Formation of Images from Spatial Coherence Functions in Astronomy, Held at Groningen, The Netherlands, 10–12 August 1978. URL: <http://www.springer.com/us/book/9789027709875>
60. Thompson, A. R. Interferometry and Synthesis in Radio Astronomy, 2nd Edition / A. R. Thompson, J. M. Moran, G. W. Swenson, Jr. Wiley, 2001 715 p. ISBN: 978-0-471-25492-8. URL: <http://eu.wiley.com/WileyCDA/WileyTitle/productCd-0471254924.html>
61. Wilson, T. Tools of Radio Astronomy / T. Wilson, K. Rohlfs, S. Huettemeister. Springer. 2014. The 6th edition. ISBN 978-3-642-39950-3 URL: <http://www.springer.com/us/book/9783642399497>
62. Yinan Li, Hao Li and Ruiqing Liu, "System design and analysis of L-band aperture synthesis microwave radiometer," *Radar Conference 2013, IET International*, Xi'an, 2013, pp. 1-4. DOI: 10.1049/cp.2013.0121 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6624285&isnumber=6624271>

63. Дашевский, О.Ю. Методы апертурного синтеза гидроакустических антенн в пассивном режиме и их испытание на тестовых и реальных сигналах / О.Ю. Дашевский, Е.С. Нежевенко // *Фундаментальная и прикладная гидрофизика*. 2010. Т. 3. № 3. С. 72-85.
64. Караваев, В. В. Основы теории синтезированных антенн / В. В. Караваев, В. В. Сазонов. – М. : Советское радио, 1974. – 168 с.
65. M. Ryle, "The Cambridge 1 mile radiotelescope," in *Electronics and Power*, Vol. 13, No. 6, pp. 208-212, June 1967. DOI: 10.1049/ep.1967.0147
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5177888&inumber=5177630>
66. M. Ryle, A. Hewish and J. Shakeshaft, "The synthesis of large radio telescopes by the use of radio interferometers," in *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 7, No. 5, pp. 120-124, December 1959. DOI: 10.1109/TAP.1959.1144745
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1144745&inumber=25721>
67. M. Jirousek, M. Peichl and H. Suess, "A new microwave aperture synthesis radiometer for spectral imaging," *Microwave Conference, 2007. European*, Munich, 2007, pp. 606-609. DOI: 10.1109/EUMC.2007.4405264
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4405264&inumber=4405082>
68. Volosyuk, V. K. Optimization of signal processing of own radio-thermal radiation of extended source in wideband and super-wideband aperture synthesis systems / V. K. Volosyuk, V. V. Pavlikov // *Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals. (UWBUSIS 2010) : proc. 5th Intern. conf.*, 6–10 Sept., 2010, Sevastopol, Ukraine. – [Kharkov], 2010. – P. 74–76. DOI: 10.1109/UWBUSIS.2010.5609096.
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5609096&inumber=5609071>

69. Павликов, В. В. Оптимальная оценка яркостной температуры объектов в двухантенном радиометре / В. В. Павликов // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. – 2012. – № 1 (7). – С. 73–79. URL: <http://www.hups.mil.gov.ua/periodic-app/article/276>
70. Optimal space-time field processing in aperture synthesis systems [Electronic resource] / V. K. Volosyuk, V. V. Pavlikov, S. S. Zhyla, Vu Ta Cuong // XII Kharkiv Young Scientist Conference on Radiophysics, Electronics, Photonics and Biophysics, 4–7 Dec. 2012, Kharkiv, Ukraine. – [S. l.], 2012. – PR–4–en. – CD-ROM.
71. Оптимальные оценки параметров сигналов малоразмерного источника радиотеплового излучения в двухантенном радиометре / В. К. Волосюк, В. Ф. Кравченко, В. В. Павликов, В. И. Пустовойт // Докл. Акад. наук. – 2013. – Т. 449, № 3. – С. 281–285.
72. Развитие теории и методов оптимальной обработки пространственно-временных сигналов в активных, пассивных и комбинированных активно-пассивных РТС радиолокации и дистанционного зондирования с использованием новых весовых и WA-систем функций Кравченко / В. К. Волосюк, Ю. В. Гуляев, В. Ф. Кравченко, Б. Г. Кутуза, В. В. Павликов, В. И. Пустовойт // Тр. Рос. науч.-техн. о-ва радиотехники, электроники и связи им. А. С. Попова. Серия: Цифровая обработка сигналов и ее применение. – М., 2013. – Вып. 15 : Цифровая обработка сигналов и ее применение. DSPA-2013 : докл. XV Междунар. конф., г. Москва, Россия, т. 1. – С. 3–9.
73. Павликов, В. В. Оптимальное восстановление радиометрических изображений в многоантенных сверхширокополосных радиометрических системах / В. В. Павликов // Системи озброєння і військова техніка. – 2013. – № 1 (33). – С. 103–111.
74. Pavlikov, V. V. Algorithm of optimum restoration of the radiometric image in two-antenna broadband system of aperture synthesis / V. V. Pavlikov // The Eighth International Kharkov Symposium on Physics and Engineering

of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves. MSMW'2013 : symp. proc., Kharkov, Ukraine, June 23–28, Kharkov, 2013. – P. 605–607. – CD-ROM. DOI: 10.1109/MSMW.2013.6622156

URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6622156&isnumber=6621984>

75. Павликов, В. В. Статистический синтез алгоритмов формирования радиометрических изображений в двухантенных сверхширокополосных системах апертурного синтеза / В. В. Павликов // Физические основы приборостроения. – 2013. – Т. 2, № 2. – С. 88–96.
76. Весовые функции Кравченко в алгоритме модифицированного синтеза апертуры антенны / В. К. Волосюк, В. Ф. Кравченко, В. В. Павликов, В. И. Пустовойт // Докл. Акад. наук. – 2013. – Т. 449, № 4. – С. 409–413.
77. Волосюк, В. К. Преобразование полей и их корреляционных функций в спектральные характеристики протяженных источников широкополосного излучения / В. К. Волосюк // Изв. высш. учеб. заведений. Радиоэлектроника. – 1993. – Т. 36, № 6. – С. 27–30.
78. Волосюк, В. К. Спектральные преобразования широкополосных полей и их функций когерентности / В. К. Волосюк // Изв. высш. учеб. заведений. Радиофизика. – 1993. – Т. 36, № 11. – С. 1061–1063.
79. Волосюк, В. К. Спектральные преобразования широкополосных полей и их корреляционных характеристик. Приближение Френеля / В. К. Волосюк // Изв. высш. учеб. заведений. Радиоэлектроника. – 1994. – Т. 37, № 8. – С. 58–66.
80. Волосюк, В. К. Прямые и обратные преобразования при построении спектральных образов случайных полей / В. К. Волосюк // Автометрия. – 1995. – № 1. – С. 39–45.
81. Постанова "Про пріоритетні напрями розвитку науки і техніки на період до 2020 року" // Вісник Національної академії наук України. – 2010. – № 10. – С. 6-7. – Режим доступу: http://nbuv.gov.ua/UJRN/vnanu_2010_10_2.

82. Волосюк, В. К. Статистический синтез радиометрической системы с N антенными решетками для измерения дальности до заданного участка пространственно-протяженного объекта / В. К. Волосюк, Кыонг Ву Та, Е. Н. Тимощук // *Авиационно-космическая техника и технология*. – 2015, № 5 (122). – С. 74–79. – Режим доступа: http://www.irbis-nbuv.gov.ua/cgi-bin/irbis_nbuv/cgiirbis_64.exe?I21DBN=LINK&P21DBN=UJRN&Z21ID=&S21REF=10&S21CNR=20&S21STN=1&S21FMT=ASP_meta&C21COM=S&2_S21P03=FILA=&2_S21STR=aktit_2015_5_15
83. Ву Та, Кыонг. Оптимальное обнаружение в заданной зоне обзора пространственно-протяженного источника радиотеплового излучения / Кыонг Ву Та, Е. Н. Тимощук // *Прикладная радиоэлектроника*. – 2015. – Том 14, № 2. – С. 151–155.
84. Синтез оптимального обнаружителя в многоантенной радиометрической системе / В. К. Волосюк, Кыонг Ву Та, Е. Н. Тимощук, С. С. Жила // *Всеукраинский межведомственный научно-технический сборник «Радиотехника»*. – Вып. 182. – Х., 2015. – С. 5–12.
85. Волосюк, В. К. Статистическая теория сверхширокополосных пространственно-распределенных радиометрических систем высокого пространственного разрешения / В.К. Волосюк, В.Ф. Кравченко, В.В. Павликов, Е.Н. Тимощук // *Прикладная радиоэлектроника: науч.-техн. журнал*. – 2015. Том 14. № 1. – С. 41–50.
86. Павліков, В. В. Оптимальна оцінка радіометричних зображень у радіометрі зі скануючою діаграмою спрямованості / В. В. Павліков, К. М. Нежальська, О. М. Тимощук // *Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України : Науково-технічний журнал*. №4(21), 2015. С. 98-102. – Режим доступа: <http://www.hups.mil.gov.ua/periodic-app/article/13275>

87. Радіометричний пристрій нульового типу зі скануючою діаграмою спрямованості / В. К. Волосюк, В. В. Павліков, К. М. Нежальська, О. М. Тимощук // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України : Науково-технічний журнал. №1(22), 2016. С. 106–109.
88. Нгуен Ван, Кiem Оптимальная оценка радиояркости протяженного источника радиотеплового излучения в двухантенной сверхширокополосной радиометрической системе / Нгуен Ван Кiem, Е.Н. Тимощук // Радиоелектронні і комп'ютерні системи, 2015р., №4(74). – С. 13-18. – Режим доступу: http://nbuv.gov.ua/UJRN/recs_2015_4_4
89. Павликов, В. В. Синтез оптимального алгоритма оценки радиометрических изображений в сверхширокополосных радиометрических комплексах с трехэлементной антенной системой / В. В. Павликов, Нгуен Ван Кiem, Е.Н. Тимощук // Авіаційно-космічна техніка і технологія, 2015р., №6(123). – С. 64–68. – Режим доступу: http://nbuv.gov.ua/UJRN/aktit_2015_6_12.
90. Оптимальный алгоритм оценки радиояркости протяженного источника радиотеплового излучения в многоантенном сверхширокополосном радиометрическом комплексе / В. К. Волосюк, Нгуен Ван Кiem, В. В. Павликов, Е. Н. Тимощук // Изв. высш. учеб. заведений. Радиоэлектроника. – 2016. – Т. __, № __. – С. ____ Заменить статьей в Казахстане
91. Nguyen, Van Kiem Research ambiguity function of narrowband, multi-band and ultra-wideband radiometric complexes with multi-antenna systems / Kiem Nguyen Van, V. V. Pavlikov, O. M. Tymoshchuk // Computational Problems of Electrical Engineering. 2016. 2015. Vol. 5. No 2. P.83-88.
92. Nguyen, Van Kiem Analytical models of stochastic radiothermal signals / Kiem Nguyen Van, K. N. Nezhalskaya, O. M. Tymoshchuk // Applied radio-electronic, 2016, Vol. 15, No. 2, P. 105-109.

93. Волосюк, В.К. Обоснование применимости спектрально-волновых V_F - преобразований для физической реализации пространственно-временной обработки сверхширокополосных полей / В.К. Волосюк, В.В. Павликов, Е.Н. Тимощук // Системи обробки інформації. Вип. 9(146), 2016. С. 6-12.
94. Волосюк, В.К. Математическая формализация основных понятий и определений для решения задач пространственно-временной обработки сверхширокополосных сигналов / В.К. Волосюк, В.В. Павликов, Е.Н. Тимощук // Системи управління, навігації та зв'язку, Полтава: ПНТУ, 2015. №2 (34). С. 32-38.
95. Волосюк, В.К. Оценки радиояркостных изображений протяженных источников некогерентного сверхширокополосного радиоизлучения / В.К. Волосюк, В.В. Павликов, Е.Н. Тимощук // Системи озброєння і військова техніка : Науковий журнал. № 3(47), 2016. С. 50–55.
96. Тимощук Е.Н. Структурный синтез сверхширокополосных пассивных радиотехнических систем рельефометрии / Е. Н. Тимощук // Всеукраинский межведомственный научно-технический сборник «Радиотехника». – Вып. 185. – Х., 2016. – С. 15-23.
97. Тимощук Е.Н. Потенциальные характеристики двухантенных сверхширокополосных систем апертурного синтеза / Е. Н. Тимощук // Радіоелектронні і комп'ютерні системи, 2016р., №3(77). – С.14–19.
98. Tymoshchuk O.M. Mathematical Models of Stochastic Radiothermal Signals/ О.М. Тимощук // Стандартизація, сертифікація, якість. – К.: Державне підприємство «Український науково-дослідний і навчальний центр проблем стандартизації, сертифікації та якості», 2016. – № 5(102). – С.65-72.
99. Тимощук О.М. Реалізаційні основи методу просторової декореляції радіометричних зображень / О.М. Тимощук // Стандартизація, сертифікація, якість. – К.: Державне підприємство «Український

- науково-дослідний і навчальний центр проблем стандартизації, сертифікації та якості», 2016. – № 4(101). – С.44-53.
100. Тимощук О.М. Про деякий підхід до оцінки ефективності навігаційного обслуговування /О.М. Тимощук //Новітні технології. – К.: ПВНЗ «Університет новітніх технологій», 2016. – № 1(1). – С.32-35.
101. Тимощук О. М. Структурний синтез надширококутового радіометричного комплексу контролю прибережних акваторій / Богомья (см. 1 ареш)
102. Павликов В. В. Синтез оптимального алгоритма оцінки радіометричних зображень в радіометричних комплексах /Е.Н. Тимощук, В.В. Павликов, Нгуен Ван Києм //Новітні технології. – К.: ПВНЗ «Університет новітніх технологій», 2016. – № 2(2). – С.68-74.
103. Волосяк, В.К. Особенности использования вещественных функций когерентности в широкополосных радиометрических комплексах / В.К. Волосяк, Е.Н. Тимощук // Системи управління, навігації та зв'язку, Полтава: ПНТУ, 2015. №4 (36). С. 22–26.
104. Волосяк, В.К. Оптимизация оценок пространственно-распределенных параметров и статистических характеристик протяженных источников излучения в пассивных радиотехнических комплексах / В.К. Волосяк, В.В. Павликов, Е.Н. Тимощук // Системи управління, навігації та зв'язку, Полтава: ПНТУ, 2015. №3 (35). С. 14-17.
105. Optimal algorithm for 3D imaging of spatially extended object [Text] / V. K. Volosyuk, V. V. Pavlikov, Vu Ta Cuong, O. M. Tymoshchuk // Proceedings of 2015 X Anniversary International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT). – April 21–24, 2015, Kharkiv, Ukraine. – P. 182–184.
106. Vu Ta, Cuong. Optimal Detection of Elements of Spatially Extended Object at the Intersection of Antenna Patterns of Passive Two-Element Radiointerferometer / Cuong Vu Ta, S. S. Zhyla, O. M. Tymoshchuk //

- International Young Scientists Forum on Applied Physics (YSF-2015). – September 29 – October 2, 2015, Dnipropetrovsk, Ukraine. – RAA-7.
107. Павликов, В.В. Оптимальная оценка радиояркости точечного источника радиотеплового излучения в двухантенной сверхширокополосной радиометрической системе / В.В. Павликов, Нгуен Ван Кiem, Е.Н. Тимощук // Труды 8-ой Международная конференция «Акустооптические и радиолокационные методы измерений и обработки информации». 20 – 23 сентября 2015 г., Суздаль, Россия. 2015. С. 163–166.
108. Tymoshchuk, O. M. Radiometric systems for water areas control / O.M. Tymoshchuk, Nguyen Van Kiyem // Інтегровані комп'ютерні технології в машинобудуванні. ІКТМ'2015 : Всеукр. наук.-техн. конф. : тези доп. / М-во освіти і науки України, Нац. аерокосм. ун-т ім. М. Є. Жуковського «ХАІ». – Х., 2015. – Т. 2. – С. 149.
109. Павликов, В. В. Синтез оптимального алгоритма оценки радиометрических изображений в сверхширокополосных радиометрических комплексах с трехэлементной антенной системой / В.В. Павликов, Нгуен Ван Хиу, О.М. Тимощук // Всеукраїнська науково-практична конференція молодих вчених і студентів «Перспективні напрямки сучасної електроніки, інформаційних та комп'ютерних систем» MEICS-2015, 25-27 листопада 2015 р., Дніпропетровськ, Україна, 2015. – С. 156–157.
110. Optimal Structural Synthesis of Multi-Antenna UltraWideband Radiometric Complex / V.V. Pavlikov, Kiem Nguyen Van, O.M. Tymoshchuk // The IX International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'16) : symp. proc., Kharkov, Ukraine, June 20–24, 2016. – [Kharkov, 2016]. – G. – 53. P. 1–4.
111. Synthesis of Optimal Multiantenna Radiometric 3D Mapping Complexes / Cuong Vu Ta, V. K. Volosyuk, O.M. Tymoshchuk // The IX International

- Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'16) : symp. proc., Kharkov, Ukraine, June 20–24, 2016. – [Kharkov, 2016]. – G. – 54. P. 1–4.
112. Volosyuk, V. K. Optimal Algorithm of Ultra-Wideband Signals Processing in 3D Mapping Systems with Two Antenna Arrays / Valeriy Volosyuk, Cuong Vu Ta, Olena Tymoshchuk // Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications, and Computer Science. TCSET'2016 : proc. of the XII Intern. conf., Feb. 23–26, 2016, Lviv-Slavsko, Ukraine. – [Lviv-Slavsko], 2016. – P. 233-235.
113. Nguyen, Kiem Van. Investigation of Ambiguity Function of Ultra-Wideband, Multi-Band and Narrow-Band Radiometric Complex with a Three-Element Antenna System/ Kiem Nguyen Van, O. M. Tymoshchuk // Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications, and Computer Science. TCSET'2016 : proc. of the XII Intern. conf., Feb. 23–26, 2016, Lviv-Slavsko, Ukraine. – [Lviv-Slavsko], 2016. – P. 240-242.
114. Volosyuk, V. K. Physical realization features of V_F -transformations in spatio-temporal UWB field processing / V.K. Volosyuk, V.V. Pavlikov, O.M. Tymoshchuk // Proc. of Ninth International Conference «Acoustooptical and Radar Methods for Information Measurements and Processing», October 2 – 5, 2016, Suzdal, Russia, P. 123-127.
115. Волосюк В.К. Оценки радиоярких изображений протяженных источников некогерентного сверхширокополосного радиоизлучения / В.К. Волосюк, В.В. Павликов, Е.Н. Тимощук // Труды 9-ой Международной конференции «Акустооптические и радиолокационные методы измерений и обработки информации». 2 – 5 октября 2016 г., Суздаль, Россия. 2016. С. 108–114.
116. Нгуен Ван Кiem Спектральный метод заполнения области пространственно-временной чувствительности в системах апертурного синтеза / Нгуен Ван Кiem, В.В. Павликов, Е.Н. Тимощук // Труды 9-ой

- Международной конференции «Акустооптические и радиолокационные методы измерений и обработки информации». 2 – 5 октября 2016 г., Суздаль, Россия. 2016. С. 115–118.
117. Pavlikov, V. V. Spectral Method for the Spatio-Spectral Sensitivity Domain Filling in Aperture Synthesis System / V. V. Pavlikov, Kiem Nguyen Van, O.M. Tymoshchuk // Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals. (UWBUSIS 2016) : proc. 8th Intern. conf., 5-11 Sept., 2016, Odesa, Ukraine. – [Kharkov], 2016. – P. 124-127.
118. Pavlikov, V. V. Algorithm for Radiometric Imaging by Ultrawideband Systems of Aperture Synthesis/ V. V. Pavlikov, Kiem Nguyen Van, O.M. Tymoshchuk // IEEE Radar Methods and Systems Workshop, September 27-28, Kyiv, Ukraine. – [Kharkov], 2016. – P. 103–106.
119. Nguyen, Kiem Van Development and Research Mathematical Models of Stochastic Radiothermal Signals / Kiem Nguyen Van, K. N. Nezhalskaya, O. M. Tymoshchuk // Proc. of the First International Conference “Radioelectronics & Infocommunications” UkrMiCo'2016, Kyiv, 11–16 Sept., 2016, Ukraine. [Kyiv], 2016. – P. _____)
120. Planck, M. (1901). "Über das Gesetz der Energieverteilung im Normalspektrum". *Annalen der Physik*. **4**: 553. Bibcode:1901AnP...309..553P
121. Rybicki, G. B.; Lightman, A. P. (1979). *Radiative Processes in Astrophysics*. John Wiley & Sons. ISBN 978-0-471-82759-7.
122. <https://ru.wikipedia.org/wiki/Vantablack>
123. [Vantablack, the world’s darkest material, is unveiled by UK firm](#) (англ.) на сайте *scmp.com*, 14 июля 2016
124. *Сергей Грэй*. [Разработан настолько чёрный материал, что человек не способен его увидеть](#) (рус.) на сайте *hi-news.ru*, 14 июля 2014
125. [British breakthrough in worlds darkest material launched at Farnborough International](#) (англ.) на сайте *surreynanosystems.com*

126. Мартинсон, Л. К. Квантовая физика : учеб. пособие / Л. К. Мартинсон, Е. В. Смирнов. – М. : Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2004. – 495 с.
127. *Физическая энциклопедия. В 5-ти томах. – М.: Советская энциклопедия. Главный редактор А. М. Прохоров. 1988.*
128. https://en.wikipedia.org/wiki/Planck%27s_law
129. Шифрин, Я. С. Антенны : учеб. пособие / Я. С. Шифрин. – Харьков : Изд-во ВИРТА им. Л. А. Говорова, 1976. – 408 с.
130. Развитие теории и методов оптимальной обработки пространственно-временных сигналов в активных, пассивных и комбинированных активно-пассивных РТС радиолокации и дистанционного зондирования с использованием новых весовых и WA-систем функций Кравченко / В. К. Волосюк, Ю. В. Гуляев, В. Ф. Кравченко, Б. Г. Кутуза, В. В. Павликов, В. И. Пустовойт // Тр. Рос. науч.-техн. о-ва радиотехники, электроники и связи им. А. С. Попова. Серия: Цифровая обработка сигналов и ее применение. – М., 2013. – Вып. 15 : Цифровая обработка сигналов и ее применение. DSPA-2013 : докл. XV Междунар. конф., г. Москва, Россия, т. 1. – С. 3–9.
131. Волосюк В. К. Развитие статистической теории сверхширокополосных радиометрических устройств и пространственно-распределенных систем / В. К. Волосюк, В. Ф. Кравченко, Б. Г. Кутуза, В. В. Павликов // Радиолокация и радиосвязь : VII Всерос. конф. : сб. докл., 25–27 нояб. 2013 г., г. Москва / Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН. – М., 2013. – С. 253–257.
132. Волосюк В. К. Новые методы оптимальной и квазиоптимальной пространственно-временной обработки сигналов радиотеплового излучения в сверхширокополосных устройствах и системах / В. К. Волосюк, В. Ф. Кравченко, В. В. Павликов, Я. С. Шифрин // Анализ и синтез сложных систем в природе и технике : Международная научно-техн. конф. : сб. науч. труд., 16–18 декабря 2013 г., г. Воронеж /

Воронежская государственная лесотехническая академия. – Воронеж, 2013. – С. 22–28.

133. Modern Methods for Optimal Spatio-Temporal Signal Processing in Active, Passive, and Combined Active-Passive Radio-Engineering Systems / V. K. Volosyuk, Yu. V. Gulyaev, V. F. Kravchenko, B. G. Kutuza, V. V. Pavlikov, and V. I. Pustovoit // JOURNAL OF COMMUNICATIONS TECHNOLOGY AND ELECTRONICS, 2014. Vol. 59, No. 2, P. 97–118.
134. Волосюк В. К. Современная статистическая теория СШП радиометрических устройств и систем / В.К. Волосюк, В.Ф. Кравченко, В.В. Павликов, В.И. Пустовойт // Труды 7-ой Международная конференция «Акустооптические и радиолокационные методы измерений и обработки информации». 15 – 17 сентября 2014 г., Суздаль, Россия. 2014. С. 10–14.
135. Павликов В.В. Оптимизация обработки сверхширокополосных сигналов в пассивных радиометрических устройствах и системах, включая системы апертурного синтеза – дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук зі спеціальності 05.12.17. Харків, 2013. Національний аерокосмічний університет ім. М.Є. Жуковського «ХАІ», спеціалізована вчена рада Д64.062.07.
136. Michelson, A.A. (1881). "The Relative Motion of the Earth and the Luminiferous Ether". *American Journal of Science*. **22**: 120–129. doi:10.2475/ajs.s3-22.128.120.
137. M. Ryle, A. Hewish and J. Shakeshaft, "The synthesis of large radio telescopes by the use of radio interferometers," in *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 7, no. 5, pp. 120-124, December 1959. doi: 10.1109/TAP.1959.1144745.
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1144745&inumber=25721>
138. M. Ryle, "The Cambridge 1mile radiotelescope," in *Electronics and Power*, vol. 13, no. 6, pp. 208-212, June 1967. doi: 10.1049/ep.1967.0147

URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5177888&isnumber=5177630>

139. Борн, М. Основы оптики / М. Борн, Э. Вольф ; пер. с англ. С. Н. Бреуса [и др.] ; под ред. Г. П. Мотулевич. – М. : Наука, 1973. – 856 с.
140. Копилович, Л. Е. Одномерные и двумерные неэквидистантные антенны-решетки с низким уровнем боковых лепестков / Л. Е. Копилович, Л. Г. Содин. – Харьков, 1986. – 38 с. – (АН УССР ; Ин-т радиоэлектроники; препр. № 293)
141. Lazarus E. Kopilovich, Leonid G. Sodin Linear Non-Equidistant Antenna Arrays / Multielement System Design in Astronomy and Radio Science. Vol. 268 of the series Astrophysics and Space Science Library. pp 77-96
142. M. Ridwan, M. Abdo and E. Jorswieck, "Design of non-uniform antenna arrays using genetic algorithm," *Advanced Communication Technology (ICACT), 2011 13th International Conference on*, Seoul, 2011, pp. 422-427.
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5745845&isnumber=5745722>
143. F. Enache, F. Popescu, D. Depărățeanu, A. Enache and T. Oroian, "Multi-criteria optimization of non-uniform linear antenna array using genetic algorithms," *2016 International Conference on Communications (COMM)*, Bucharest, Romania, 2016, pp. 121-124. doi: 10.1109/ICComm.2016.7528328/
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7528328&isnumber=7528195>
144. R. Perley, "Recent observations with the VLA radio telescope," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1982*, 1982, pp. 8-8. doi: 10.1109/APS.1982.1148898.
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1148898&isnumber=25860>
145. <https://shannonmullen.wordpress.com/2008/12/29/places-things-a-very-large-array/>

146. Swarup, G., Ananthkrishnan, S., Kapahi, V.K., Rao, A.P., Subrahamanya, C.R., and Kulkarni, V.K. (1991) "The Giant Metrewave Radio Telescope", *Current Science*, vol. 60, pages 90-105.
147. <http://www.almaobservatory.org/en/press-room/announcements-events/709-final-alma-antenna-arrives-on-the-chajnantor-plateau>
148. https://en.wikipedia.org/wiki/File:Lights_glowing_on_the_ALMA_correlator.jpg
149. https://en.wikipedia.org/wiki/List_of_radio_telescopes
150. First 2-D Interferometric Radiometer Imaging of the Earth From an Aircraft / J. Kainulainen, K. Rautiainen, S. Tauriainen, T. Auer, J. Kettunen, M. Hallikainen // *Geoscience and Remote Sensing Letters, IEEE*. – 2007. – Vol. 4, № 2. – P. 241–245.
151. Helsinki University of Technology L-Band Airborne Synthetic Aperture Radiometer / K. Rautiainen, J. Kainulainen, T. Auer, J. Pihlflyckt, J. Kettunen, M. T. Hallikainen // *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*. – 2008. – Vol. 46, № 3. – P. 717–726.
152. J. Martínez, A. Turiel, V. González-Gambau and E. Olmedo, "Brightness temperature spatial correlations in SMOS antenna," *2016 14th Specialist Meeting on Microwave Radiometry and Remote Sensing of the Environment (MicroRad)*, Espoo, 2016, pp. 125-130. II.39 doi: 10.1109/MICRORAD.2016.7530519
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7530519&isnumber=7530484>
153. I. Ramos-Perez *et al.*, "Preliminary results of the Passive Advanced Unit Synthetic Aperture (PAU-SA)," *2009 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, Cape Town, 2009, pp. IV-121-IV-124. doi: 10.1109/IGARSS.2009.5417357
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5417357&isnumber=5417310>

154. I. Ramos-Perez *et al.*, "On-ground tests and measurements of the Passive Advanced Unit Synthetic Aperture (PAU-SA)," *Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS), 2010 IEEE International*, Honolulu, HI, 2010, pp. 3114-3117. doi: 10.1109/IGARSS.2010.5649195
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5649195&isnumber=5648802>
155. I. Ramos-Perez *et al.*, "Validation and experimental tests of the PAU-synthetic aperture radiometer," *2012 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, Munich, 2012, pp. 4656-4659. doi: 10.1109/IGARSS.2012.6350427
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6350427&isnumber=6350328>
156. Фото корелятора на ALMA
http://www.esa.int/images/smos_view6_FINAL_H.jpg
157. Основные производители современных ПЛИС-компьютеров и комплектующих к ним <https://parallel.ru/fpga/vendors.html>
158. Зелёная ИТ-инженерия. В 2-х томах.. Том 1. Принципы, компоненты, модели / Под ред. В.С. Харченко. – МОН Украины, ХАИ. – 2014. – 594.
159. Фалькович, С.Е. Оценка параметров сигнала / С. Е. Фалькович. – М. : Советское радио, 1970. – 336 с.
160. Фалькович, С. Е. Статистическая теория измерительных радиосистем / С. Е. Фалькович, Э. Н. Хомяков. – М. : Радио и связь, 1981. – 288 с.
161. Фалькович, С. Е. Оптимальный прием пространственно-временных сигналов в радиоканалах с рассеянием / С. Е. Фалькович, В. И. Пономарев, Ю. В. Шкварко. – М. : Радио и связь, 1989. – 296 с.
162. Левин, Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б. Р. Левин. – М. : Радио и связь, 1989. – 752 с.
163. Тихонов, В. И. Статистическая радиотехника / В. И. Тихонов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Радио и связь, 1982. – 624 с.

164. A. I. Logvin, L. P. Ligthart and A. I. Kozlov, "Methods for solving inverse problems in radar remote sensing," *Microwaves, Radar and Wireless Communications, 2002. MIKON-2002. 14th International Conference on, 2002*, pp. 681-685 vol.2. doi: 10.1109/MIKON.2002.1017936 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1017936&isnumber=21905>
165. "Direct and Inverse Methods in Radar Polarimetry" in Edited by W.-M. Boerner et al. Part 1 NATO ASI Series, 1992, Kluwer Academic Publishers.
166. "Direct and Inverse Methods in Radar Polarimetry" in Edited by W.-M. Boerner et al. Part 2 NATO ASI Series, 1992, Kluwer Academic Publishers.
167. Стратонович, Р.Л. Избранные вопросы теории флуктуаций в радиотехнике. М.: Советское радио. 1961. 560 с.
168. Левин, М.Л. Теория равновесных тепловых флуктуаций в электродинамике / М.Л. Левин, С.М. Рытов. М.: Наука. 1967. 307 с.
169. Рытов, С. М. Теория электрических флуктуаций и теплового излучения / С.М. Рытов. М.: Изд. АН СССР, 1953. 230 с.
170. Рытов, С. М. Корреляционная теория электрических флуктуаций и теплового излучения / С. М. Рытов // Успехи физич. наук. – 1957. – Т. 63, вып. 4. – С. 657–672.
171. Апресян, Л.А. Теория переноса излучения: Статистические и волновые аспекты / Л.А. Апресян, Ю.А. Кравцов. М.: Наука, 1983. – 216 с.
172. Кляцкин, В.И. Стохастические уравнения и волны в случайно-неоднородных средах / В.И. Кляцкин. М.: Наука, 1980. – 336 с.
173. Шифрин, К.С. Рассеяние света в мутной среде / К.С. Шифрин. М. – Л.: Государственное издательство технико-теоретической литературы, 1951. – 288 с.
174. Ландау, Л. Д. Теоретическая физика. Т. 2. Теория поля / Л. Д. Ландау, Е.М. Лифшиц. М. : Наука, 1973. – 504 с.

175. Вопросы статистической теории радиолокации. Т. 1 / П. А. Бакут [и др.] ; под ред. Г. П. Тартаковского. – М. : Советское радио, 1963. – 424 с.
176. G. W. Swenson, "Radio astronomical imaging from coherence data," *Image Processing, 1994. Proceedings. ICIP-94., IEEE International Conference, Austin, TX, 1994, pp. 1-5 vol.3.* doi: 10.1109/ICIP.1994.413900.
177. E. A. Loutin, A. I. Kozlov and A. I. Logvin, "The synthesis of optimal structure of radar using polarization adaptation," *Geoscience and Remote Sensing Symposium, 1996. IGARSS '96. 'Remote Sensing for a Sustainable Future.', International, Lincoln, NE, 1996, pp. 299-304 vol.1.* Doi: 10.1109/IGARSS.1996.516322.
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=516322&isnumber=11016>
178. Кремер И. Я. Пространственно-временная обработка сигналов / И. Я. Кремер, А. И. Кремер, В. М. Петров и др.; Под ред. И. Я. Кремера. – М.: Радио и связь, 1984. – 224 с.
179. Теоретические основы радиолокации : учеб. пособие / под ред. Я. Д. Ширмана. – М. : Советское радио, 1970. – 560 с.
180. Радиотехнические системы : учеб. для вузов / Ю. М. Казаринов [и др.]. – М. : Советское радио, 1968. – 496 с.
181. Чапурский, В.В. Избранные задачи теории сверхширокополосных радиолокационных систем / В. В. Чапурский – М. : Издательство НГТУ им. Н.Э. Баумана, 2012. – 281 с. ISBN: 978-5-7038-3525-8, 978-5-7038-3525-8.
182. Мельник, Ю.А. Радиолокационные методы исследования Земли / Ю. А. Мельник – М. : Советское радио, 1980. – 262 с.
183. Хэррис, Ф. Дж. Использование окон при гармоническом анализе методом преобразования Фурье / Ф. Дж. Хэррис // ТИИЭР, т. 66, №1. – 1978. – С. 60-95.

184. Пискорж, В. В. Радиометрические системы с синтезированием апертуры для исследования природных ресурсов Земли из космоса / В. В. Пискорж, В. М. Кирилюк, А. П. Верещак // Космічна наука і технологія. – 1995. – Т. I, № 2–6. – С. 18–38.
185. Потенциальные возможности радиометрических систем дистанционного зондирования Земли на основе использования группировки спутников / И. В. Буняева, А. П. Верещак, А. А. Зеленский // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. / М-во образования и науки Украины, Харьк. нац. ун-т радиоэлектроники. – Х., 2006. – Вып. № 144 : Проблемы телекоммуникаций. – С. 258–268.
186. Y. Shkvarko and L. Leyva-Montiel, "Theoretical aspects of Bayesian approach to aperture synthesis for radar imaging," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (IEEE Cat. No.02CH37313)*, 2002, pp. 322-325 vol.4. doi: 10.1109/APS.2002.1016988.
187. Волосюк, В. К. Новые методы оптимальной и квазиоптимальной пространственно-временной обработки сигналов радиотеплового излучения в сверхширокополосных устройствах и системах / В. К. Волосюк, В. Ф. Кравченко, В. В. Павликов, Я. С. Шифрин // Анализ и синтез сложных систем в природе и технике : Международная научно-техн. конф. : сб. науч. труд., 16–18 декабря 2013 г., г. Воронеж / Воронежская государственная лесотехническая академия. – Воронеж, 2013. – С. 22–28.
188. Volosyuk, V. K. Review of modern algorithms for high resolution imaging with passive radar / V. K. Volosyuk, V. F. Kravchenko, B. G. Kutuza, and V. V. Pavlikov // *Antenna theory and techniques. ICATT'2015 : proc. of the X Intern. conf., Apr. 21–24, 2015, Kharkiv, Ukraine.* – [Kharkiv], 2015. – P. 45-50.
189. Кондратенков, Г.С. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли: учеб. пособ. для вузов / Г.С. Кондратенков, А.Ю. Фролов. – М.: Радиотехника, 2005. – 368 с.

190. Радиолокационные станции обзора Земли / В.А. Потехин, А.П. Реутов, Ю.А. Феоктистов; под. ред. Г.С. Кондратенкова. – М.: Радио и связь, 1983. – 218 с.
191. Тихонов, В. И. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем / В. И. Тихонов, В. Н. Харисов – М. : Радио и связь, 1991. – 608 с.
192. Астанин, Л. Ю. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений / Л. Ю. Астанин, А. А. Костылев. – М. : Радио и связь, 1989. – 192 с.
193. Лазоренко, О. В. Новые параметры для описания сверхширокополосных сигналов и процессов / О. В. Лазоренко // Радиофизика и электроника. – 2008. – Т. 13, № 3. – С. 512–517.
194. Z. Wang, A. C. Bovik, H. R. Sheikh and E. P. Simoncelli. Image quality assessment: From error visibility to structural similarity // IEEE Transactions on Image Processing, vol. 13, no. 4, p. 600—612, Apr. 2004.