

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

Кваліфікаційна наукова  
праця на правах рукопису

**Власенко Дмитро Сергійович**

УДК 621.396.96

**ДИСЕРТАЦІЯ**

**ОПТИМІЗАЦІЯ ВТОРИННОГО ПРОСТОРОВО-ЧАСОВОГО  
ОБРОБЛЕННЯ СИГНАЛІВ В АЕРОКОСМІЧНИХ КОГНІТИВНИХ  
РАДАРАХ РАДІОБАЧЕННЯ**

Спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка  
Галузь знань 17 Електроніка та телекомунікації

Подається на здобуття наукового ступеня доктора філософії

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

\_\_\_\_\_ Дмитро ВЛАСЕНКО  
(підпис)

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

Харків – 2024

## АНОТАЦІЯ

*Власенко Дмитро Сергійович.* Оптимізація вторинного просторово-часового оброблення сигналів в аерокосмічних когнітивних радарх радіобачення. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

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

Дисертаційне дослідження спрямоване на розроблення та дослідження методів вторинного просторово-часового оброблення сигналів в аерокосмічних когнітивних радарх радіобачення. Вказані методи пропонується використовувати у якості доповнення до класичних бортових радіолокаційних систем з антенними решітками та синтезуванням апертури. Таким чином, мета дослідження – підвищення якості радіолокаційних зображень за рахунок використання аерокосмічних когнітивних радарів радіобачення з оптимальним вторинним просторово-часовим обробленням сигналів.

Об'єктом дослідження є процес оброблення сигналів у бортових когнітивних радіолокаційних системах високоточного радіобачення.

Предметом дослідження є методи, алгоритми і пристрої вторинного просторово-часового оброблення сигналів в бортових радіолокаційних системах з антенними решітками та синтезуванням апертури.

Необхідність проведення дослідження обумовлена тим, що в аерокосмічних радарх радіобачення існує суперечність між шириною смуги огляду і високою азимутальною роздільною здатністю. Річ у тому, що при розширенні зони огляду радару з синтезуванням апертури за дальністю необхідно зменшувати частоту повторення імпульсів, але при цьому з'являється неоднозначність вимірювань за азимутом. І навпаки, для синтезу

єдиної, без пропусків, та значної за довжиною апертури вздовж траси польоту літального апарату необхідно підвищувати частоту повторення імпульсів, що призводить до неоднозначності за дальністю. Для вирішення цього протиріччя доцільно використовувати концепцію так званих когнітивних радарів, що передбачають адаптивне налаштування передавача, приймача і фазованої антенної решітки, використання апріорної інформації про область спостереження, та наявність зворотного зв'язку. Однак, більшість таких радарів побудовані евристичними методами, за інженерною інтуїцією, узагальнюючи практичний досвід побудови і використання радарів з синтезуванням апертури (РСА) і не дають можливості розкрити їх повний потенціал. Найбільш близькою статистичною теорією синтезу радіосистем, що розкриває алгоритми адаптивного налаштування генераторів опорних сигналів і приймальних трактів, є теорія нелінійної фільтрації і вторинної обробки сигналів. В той самий час основні зусилля дослідників за даним напрямком спрямовані на синтез нових методів слідкування за фазою, частотою і амплітудою сигналів. У зв'язку з цим в даній дисертаційній роботі вперше було вирішено актуальну задачу статистичного синтезу оптимальних методів вторинного просторово-часового оброблення сигналів в аерокосмічних когнітивних радарях формування радіозображень поверхонь з високою якістю.

В результаті вирішення поставленої задачі отримала подальшого розвитку концепція побудови аерокосмічних когнітивних радарів формування радіолокаційних зображень поверхні, що, на відміну від існуючих, передбачає вирішення оптимізаційної задачі статистичного синтезу алгоритмів вторинного просторово-часового оброблення сигналів задля оптимального об'єднання в єдиній системі адаптивного багатоканального передавача, адаптивного багатоканального приймача, фазованої антенної решітки, динамічної бази даних про навколишнє середовище та інтелектуального процесору. Було синтезовано оптимальний метод вторинного оброблення просторово-часових сигналів в аерокосмічних

когнітивних радарів радіобачення підстильної поверхні. Вирішена оптимізаційна задача синтезу цифрових алгоритмів фільтрації комплексного коефіцієнта розсіювання підстильної поверхні в бортових аерокосмічних когнітивних радарів радіобачення. Удосконалено принципи побудови аерокосмічних радарів радіобачення підстильної поверхні, що реалізують синтезований метод вторинного оброблення просторово-часових сигналів, враховують всі необхідні складові когнітивного радару та дозволяють формувати висоякісні радіолокаційні зображення поверхні Землі.

**Ключові слова:** дистанційне зондування, зондуючий сигнал, антенна решітка, синтез апертури антени, когнітивні радары, радіоелектронні засоби, апостеріорна ймовірність, кореляційна обробка, оптимальний алгоритм, нелінійна фільтрація, трендова цифрова фільтрація, адаптивна фільтрація, адаптивний фільтр, фільтр Калмана, формування радіозображень, обробка зображень, якість зображення, оцінка якості зображення, складність зображення.

## Список публікацій здобувача за темою дисертації

1. Volosyuk, V., Zhyla, S., Ruzhentsev, M., Sobkolov, A., Tserne, E., Kolesnikov, D., Vlasenko, D., Topal, M. Radar cross-section imaging in synthetic aperture radar with linear antenna array and adaptive receiver. *Radio Electronics, Computer Science, Control*, 2020, no. 3, pp. 7-21. Doi: 10.15588/1607-3274-2020-3-1.
2. Volosyuk, V., Zhyla, S., Pavlikov, V., Vlasenko, D., Kosharskiy, V., Kolesnikov, D., Inkarbaeva, O., Nezhalskaya, K. Optimal radar cross section estimation in synthetic aperture radar with planar antenna array. *Radioelectronic and Computer Systems*, 2021, no. 1, pp. 50-59. Doi: 10.32620/reks.2021.1.04.
3. Pavlikov, V., Belousov, K., Zhyla, S., Tserne, E., Shmatko, O., Sobkolov, A., Vlasenko, D., Kosharskiy, V., Odokiienko, O., Ruzhentsev, M. Radar imaging complex with SAR and ASR for aerospace vehicle. *Radioelectronic and Computer Systems*, 2021, no. 3, pp. 63-78. Doi: 10.32620/reks.2021.3.06.
4. Vlasenko D., Inkarbaieva O., Peretiatko M., Kovalchuk D., Sereda O. Helicopter radio system for low altitudes and flight speed measuring with pulsed ultra-wideband stochastic sounding signals and artificial intelligence elements. *Radioelectronic and Computer Systems*, 2023, no 3, pp. 48-59. Doi: 10.32620/reks.2023.3.05.
5. V. Volosyuk, S. Zhyla, N. Ruzhentsev, E. Tserne, D. Kolesnikov and D. Vlasenko, "Optimal Method of RCS Estimation in Synthetic Aperture Radar with Linear Antenna Array," 2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW), Kharkiv, Ukraine, 2020, pp. 1-6. Doi: 10.1109/UkrMW49653.2020.9252648.
6. V. Volosyuk, S. Zhyla, V. Pavlikov, D. Vlasenko, O. Inkarbaieva and D. Kolesnikov, "Heuristic Structures of Cognitive Aerospace Remote Sensing Radars," 2022 IEEE 3rd International Conference on System Analysis & Intelligent Computing (SAIC), Kyiv, Ukraine, 2022, pp. 1-6. Doi: 10.1109/SAIC57818.2022.9922992.

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

8. S. Zhyla, V. Volosyuk, V. Pavlikov, D. Vlasenko, O. Mazurenko and B. Lisohorskyi, "Optimal Digital Algorithm of a Cognitive Synthetic Aperture Radar Operation," 2022 The 12th International Conference on Dependable Systems, Services and Technologies (DESSERT), Greece, Athens, 2022, pp. 1-6. Doi: 10.1109/DESSERT58054.2022.10018824.

9. S. Zhyla, V. Volosyuk, V. Pavlikov, D. Vlasenko, V. Borodavka and O. Pidlisnyi, "Structural Diagram of an Aerospace Cognitive Radar for the Earth Remote Sensing," 2022 The 12th International Conference on Dependable Systems, Services and Technologies (DESSERT), Greece, Athens, 2022, pp. 1-6. Doi: 10.1109/DESSERT58054.2022.10018767.

10. S. Zhyla, V. Volosyuk, V. Pavlikov, D. Vlasenko, D. Vasylchenko and K. Nezhalskaya, "Optimal Signal Processing in a Cognitive Synthetic Aperture Radar," 2022 The 12th International Conference on Dependable Systems, Services and Technologies (DESSERT), Greece, Athens, 2022, pp. 1-6. Doi: 10.1109/DESSERT58054.2022.10018683.

## ABSTRACT

*Vlasenko Dmytro Serhiiovych.* Optimization of secondary spatio-temporal signal processing in aerospace cognitive radar for radio vision. – Qualification scientific work on the rights of a manuscript.

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

The dissertation research is focused on the development and study of methods of secondary spatio-temporal signal processing in aerospace cognitive radars for radio vision. These methods are proposed to be used as a supplement to classical onboard radar systems with antenna arrays and synthesis of the antenna aperture. Thus, the aim of the study is to improve the quality of radar images by using aerospace cognitive radar with optimal secondary spatial and temporal signal processing.

The object of research is the process of signal processing in on-board cognitive radar systems of high-precision radio vision.

The subject of the study is methods, algorithms and devices for secondary spatio-temporal signal processing in on-board radar systems with antenna arrays and synthesis of aperture.

This research was prompted by the fact that in aerospace radars there is a contradiction between the width of the viewing band and high azimuthal resolution. The fact is that when expanding the radar's viewing area with range synthesis of the aperture, it is necessary to reduce the pulse repetition rate, but this results in ambiguity of azimuth measurements. Conversely, to synthesise a single, gapless, and long aperture along the flight path of an aircraft, it is necessary to increase the pulse repetition rate, which leads to ambiguity in range. To resolve this contradiction, it is advisable to use the concept of so-called cognitive radars, which provide adaptive tuning of the transmitter, receiver and phased array, the use of a priori information about the area of observation, and the availability of feedback. However, most of these radars are built using heuristic methods, based

on engineering intuition, summarising the practical experience of building and using synthetic aperture radar (SAR) and do not allow to unlock their full potential. The closest statistical theory of radio system synthesis that reveals algorithms for adaptive tuning of reference signal generators and receiving paths is the theory of nonlinear filtering and secondary signal processing. At the same time, the main efforts of researchers in this area are aimed at synthesising new methods for tracking the phase, frequency and amplitude of signals. In this regard, this thesis was the first to solve the relevant problem of statistical synthesis of optimal methods of secondary spatio-temporal signal processing in aerospace cognitive radars for the formation of high-quality radio images of surfaces.

As a result of solving this problem, the concept of building aerospace cognitive radars for the formation of radar surface images was further developed, which, unlike the existing ones, involves solving the optimisation problem of statistical synthesis of secondary spatio-temporal signal processing algorithms for optimal integration of an adaptive multichannel transmitter, adaptive multichannel receiver, phased array, dynamic environmental database and intelligent processor in a single system. The optimal method of secondary processing of spatio-temporal signals in aerospace cognitive radars for underlying surface radar was synthesised. The optimization problem of synthesis of digital algorithms for filtering the complex scattering coefficient of the underlying surface in on-board aerospace cognitive radars of radio vision was solved. The principles of construction of aerospace radars of the underlying surface have been improved, which implement the synthesised method of secondary processing of spatio-temporal signals, consider all the necessary components of the cognitive radar and allow to form high-quality radar images of the Earth's surface.

**Keywords:** remote sensing, probing signal, antenna array, synthetic aperture antenna, cognitive radars, radio electronic devices, a posteriori probability, correlation processing, optimal algorithm, nonlinear filtering, trend digital filtering, adaptive filtering, adaptive filter, Kalman filter, radio image formation, image processing, image quality, image quality assessment, image complexity.



## ЗМІСТ

АНОТАЦІЯ.....	2
ABSTRACT.....	7
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ.....	12
ВСТУП.....	13
РОЗДІЛ 1 ПОНЯТТЯ КОГНІТИВНИХ РАДАРІВ І ЇХ СВІТОВА ПРАКТИКА РОЗРОБКИ ТА ЗАСТОСУВАННЯ.....	22
1.1 Концепція когнітивних радарів.....	22
1.1.1 Три типи радарів.....	24
1.1.2. Цикл сприйняття-дія.....	26
1.1.3. Когнітивна функціональна інтеграція в часі.....	28
1.1.4. Когнітивний радар з одношаровою пам'яттю.....	28
1.1.5. Зв'язок між підсистемами в когнітивному радарі.....	30
1.2 Когнітивні радіолокаційні системи з синтезуванням апертури антени (РСА) .....	35
1.2.1 Загальна концепція когнітивних РСА з антенними решітками.....	35
1.2.2. Оптимальна адаптація форми зондуючого сигналу в РСА.....	39
1.2.3. Адаптивне діаграмоутворення.....	41
1.3. Приклади технічної реалізації когнітивних радарів.....	46
1.3.1. Прототип когнітивного радару Sub-Nyquist MIMO Radar.....	46
1.3.2. Демонстрація апаратного прототипу когнітивного автомобільного радару Суб-Найквіста.....	50
1.3.3. Когнітивний хаотичний UWB-MIMO радар виявлення-уникнення завад для автономної навігації БПЛА.....	53
Висновки до розділу.....	57

## РОЗДІЛ 2 СИНТЕЗ І ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ ОПТИМАЛЬНОЇ ВТОРИННОЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ З УРАХУВАННЯМ АПРІОРНОЇ ІНФОРМАЦІЇ ПРО ПОТОЧНИЙ СТАН РЕЗУЛЬТАТІВ СПОСТЕРЕЖЕННЯ

2.1 Евристичні структури когнітивних радарів з вторинною обробкою сигналів.....	59
2.1.1 Прототип адаптивного радару.....	59
2.1.2 Евристична структура когнітивного багатоканального РСА та обробкою функціонально-детермінованих сигналів.....	64
2.1.3 Евристична структура когнітивного багатоканального скатерометра аерокосмічного базування.....	68
2.2 Оптимізація структури когнітивних радарів з вторинною обробкою сигналів.....	71
2.2.1 Формування проблеми.....	71
2.2.2 Вирішення оптимізаційної задачі.....	73
2.2.3 Структурна схема когнітивного оцінювання комплексного коефіцієнту віддзеркалення поверхні.....	83
Висновки до розділу.....	88

## РОЗДІЛ 3 РОЗРОБКА ПРАКТИЧНИХ РЕКОМЕНДАЦІЙ ЦИФРОВОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ ОТРИМАНИХ АЛГОРИТМІВ ВТОРИННОЇ ОБРОБКИ У ВИГЛЯДІ ФІЛЬТРА КАЛМАНА

3.1 Формування задачі оптимізації нелінійної фільтрації в просторі станів	89
3.2 Синтез оптимального розширеного фільтра Калмана.....	98
3.3 Структурна схема цифрової вторинної обробки первинних оцінок комплексного коефіцієнту віддзеркалення поверхні.....	103
Висновки до розділу.....	110

РОЗДІЛ 4 РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ КОГНІТИВНОЇ РАДІОЛОКАЦІЙНОЇ СИСТЕМИ З ОПТИМАЛЬНОЮ ПРОСТОРОВО-ЧАСОВОЮ ОБРОБКОЮ СИГНАЛІВ.....	111
4.1 Визначення особливостей простово-часової аналогової і цифрової обробки сигналів в когнітивних РСА.....	111
4.2 Імітаційне моделювання радіолокаційних зображень отриманих когнітивними РСА.....	120
Висновки до розділу.....	126
ВИСНОВКИ.....	128
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	131
ДОДАТОК А.....	143

**ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ**

ADS-B – Automatic Dependent Surveillance–Broadcast;  
BRISQUE – Blind/Referenceless image spatial quality evaluator;  
DPMM – Dirichlet Process Mixture Model  
FPGA – Field-Programmable Gate Array;  
HRWS – High Resolution, Wide Swath;  
MIMO – Multiple Input Multiple Output;  
MSE– Mean Square Error;  
NIQE – Natural Image Quality Evaluator;  
PIQE – Perception based Image Quality Evaluator;  
PSNR – Peak Signal to Noise Ratio;  
SAR – Synthetic Aperture Radar;  
SDR – Software-Defined Radio;  
SSIM – Structural Similarity Index Measure  
TCAS – Traffic Collision Avoidance System;  
UWB – Ultra-Wide Band;  
WA-SAR – Waveform Agile SAR;  
AP – антенна решітка;  
АЦП – аналогово-цифровий перетворювач;  
БД – база даних;  
БПЛА – безпілотний літальний апарат;  
БТ – блок точності;  
ВЕ – вимірювач енергії;  
ВІУ – виявлення і уникнення;  
ГОН – генератор опорної напруги;  
ЛЧМ – лінійна частотна модуляція;  
ОД – оптимальний дискримінатор;  
ОФ – оптимальний фільтр;  
ПЕПР – питома ефективна поверхня розсіювання;  
Пер – адаптивний передавач;  
ПЛІС – програмована логічна інтегральна схема;  
ППІ – період повторення імпульсів;  
РЛС – радіолокаційна станція;  
РСА – радар з синтезуванням апертури;  
ТЗ – точка зміни;  
УФ – узгоджений фільтр

## ВСТУП

**Актуальність теми.** Не зважаючи на досягнуту високу роздільну здатність радіолокаційних зображень, що формуються аерокосмічними носіями і досягає дециметрової точності, продовжують зростати вимоги до якісних показників функціонування радіосистем. Найбільш широке застосування отримали радіотехнічні системи із синтезованою апертурою антени (РСА), що дозволяє формувати радіолокаційні зображення поверхонь у будь-яких погодних умовах, вночі та вдень з точністю, що можна порівняти з оптичними знімками. При цьому актуальним є подолання протиріччя у радіолокаційних системах РСА між широкою смугою огляду за дальністю та високою роздільною здатністю за азимутом.

Також відзначимо, що існуючі виклики до багатofункціональності радіосистем сприяли створенню, так званих, когнітивних радарів. Когнітивні радары – це «розумні» радары, здатні самостійно приймати рішення про необхідність виконати реконфігурацію та налаштування всіх своїх вузлів та блоків залежно від умов проведення вимірювань або поставленого завдання. Вперше поняття когнітивних динамічних систем запроваджено професором Саймоном Хайкіним (Simon Khaikin) [1, 2], який стверджує, що “динамічна система, що діє в досліджуваному середовищі, є когнітивною, якщо вона здатна виконувати чотири фундаментальні функції (завдання), що лежать в основі людського пізнання: (1) цикл сприйняття-дія; (2) пам'ять; (3) увага; та (4) інтелект. Розвинене це поняття для когнітивних радарів та його структурна схема представлена у роботах Джозефа Гуєрчі (Joseph Guerci) [3 – 5]. Основними компонентами когнітивної структури є: адаптивний багатоканальний приймач, адаптивний багатоканальний передавач, фазована антенна решітка, динамічна база даних навколишнього середовища та інтелектуальний процесор. Ефективна організація роботи зазначених компонентів дозволяє вирішувати широке коло завдань радіовимірювань з більш високою точністю у різних галузях науки та народного господарства.

Використання концепції побудови когнітивних радарів для РСА дозволить підвищити якість радіобачення з борта літака або супутника.

Таким чином, розвиток когнітивних радіолокаційних систем аерокосмічного дистанційного моніторингу земної поверхні є перспективним напрямком наукових досліджень. Існуючі методи огляду простору [6] та засоби радіобачення [7] досягли деяких граничних показників точності оцінки параметрів та просторової роздільної здатності радіолокаційних знімків. Для подальшого розвитку таких систем доцільно реалізувати принципи когнітивної роботи бортових радіовимірювачів. Однак, більшість таких радарів побудовані евристичними методами, що узагальнюють практичний досвід використання РСА і не дають можливості використати їх повний потенціал. Це протиріччя породжує актуальну **науково-прикладну задачу** розвитку статистичної теорії оптимізації вторинної просторово-часової обробки сигналів в когнітивних радарах дистанційного зондування і радіолокації, синтезу на її основі нових ефективних методів, алгоритмів і структур радіотехнічних систем аерокосмічного радіобачення з широкою смугою огляду та високою детальністю радіолокаційних зображень та дослідження їхніх потенційних показників точності.

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

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

– «Основи теорії проектування аерокосмічних когнітивних радарів з оптимальною просторово-часовою обробкою сигналів, розширеною зоною огляду і високою просторовою роздільною здатністю», №ДР 0120U102082, 2020-2022рр.

### **Мета і завдання дослідження.**

*Мета* – підвищення якості радіолокаційних зображень за рахунок оптимізації вторинного просторово-часового оброблення сигналів в аерокосмічних когнітивних радарах радіобачення.

Для досягнення мети необхідно вирішити наступні взаємопов'язані часткові *завдання*:

1) проаналізувати поточні напрацювання в галузі когнітивних радарів та систем, концепцію їх побудови;

2) формалізувати математичні моделі просторово-часових стохастичних радіосигналів та розробити функціонали правдоподібності для рівнянь спостереження, в яких корисний сигнал, внутрішні шуми приймача і завадове випромінювання антропогенних об'єктів є випадковими процесами;

3) синтезувати алгоритми оптимальної обробки просторово-часових стохастичних сигналів у багатоканальних радіолокаційних системах, що розміщені на рухомих платформах аерокосмічного базування;

4) отримати аналітичні вирази для потенційних характеристик якості формування радіолокаційних зображень;

5) визначити апріорний функціонал щільності імовірності, що містить інформацію про кореляційні властивості навколишнього середовища та об'єкти дослідження;

6) вирішити оптимізаційну задачу синтезу оптимальних адаптивних алгоритмів формування радіолокаційних зображень;

7) відповідно до синтезованих методів та алгоритмів обґрунтувати структурні схеми їх реалізації;

8) підтвердити теоретичні результати методами імітаційного моделювання.

**Об'єкт дослідження** – процес оброблення сигналів у бортових когнітивних радіолокаційних системах високоякісного радіобачення.

**Предмет дослідження** – статистично оптимальні методи, алгоритми і пристрої просторово-часової обробки сигналів в бортових радіолокаційних системах з антенними решітками та синтезуванням апертури.

**Методи дослідження:**

- методи математичної статистики, теорії оптимальних рішень, елементи функціонального аналізу для розв'язання задач синтезу нових оптимальних і квазіоптимальних методів обробки просторово-часових полів;
- методи аналізу радіотехнічних систем формування зображень;
- методи моделювання для підтвердження достовірності отриманих результатів та можливості їх реалізацій на практиці.

**Наукова новизна отриманих результатів:**

1. Отримала подальшого розвитку концепція побудови аерокосмічних когнітивних радарів формування радіолокаційних зображень поверхні, що, на відміну від існуючих, передбачає вирішення оптимізаційної задачі статистичного синтезу алгоритмів вторинного просторово-часового оброблення сигналів задля оптимального об'єднання в єдиній системі адаптивного багатоканального передавача, адаптивного багатоканального приймача, фазованої антенної решітки, динамічної бази даних про навколишнє середовище та інтелектуального процесору.



2. Вперше синтезовано оптимальний метод вторинного оброблення просторово-часових сигналів в аерокосмічних когнітивних радарів радіобачення підстильної поверхні. На відміну від існуючих операцій когерентного накопичення траєкторного сигналу та його узгодженої обробки в фільтрах, що враховують лише геометрію огляду поверхні та траєкторію руху носія, новий метод використовує апріорну інформацію про поточний стан навколишнього середовища та результати попередніх радіолокаційних спостережень поверхні Землі.

3. Вперше вирішена оптимізаційна задача синтезу цифрових алгоритмів фільтрації комплексного коефіцієнта розсіювання підстильної поверхні в бортових аерокосмічних когнітивних радарів радіобачення. Отримані нові оптимальні операції відповідають роботі розширеного фільтру Калмана та дозволяють практично реалізувати вторинне оброблення сигналів в аерокосмічних когнітивних радарів.

4. Удосконалено принципи побудови аерокосмічних радарів радіобачення підстильної поверхні, що реалізують синтезований метод вторинного оброблення просторово-часових сигналів, враховують всі необхідні складові когнітивного радара та дозволяють формувати високоякісні радіолокаційні зображення поверхні Землі.

### **Практичне значення одержаних результатів:**

1. Розробка нових високоточних структур радіолокаційних пристроїв і систем, а також обґрунтування відповідних практичних та інженерних рішень.
2. Статистичний синтез структури аерокосмічних радарів з оптимальною просторово-часовою обробкою сигналів в планарних АР;
3. Запропоновані модифікації існуючих радіолокаційних засобів формування когерентних зображень з урахуванням практичних аспектів реалізації бортових радарів з планарною АР;
4. Теоретичні положення, математичні моделі, методи та алгоритми становлять підґрунтя для модернізації існуючих, розробки і проектування перспективних радіолокаційних систем аерокосмічного.
5. Теоретичні висновки та комп'ютерне моделювання можуть бути використанні в освітньому процесі у навчальних дисциплінах: «Статистична теорія радіотехнічних систем», «Інформаційно-вимірювальні радіотехнічні системи», «Статистична динаміка систем радіоавтоматики», «Математичні методи моделювання і оптимальних рішень», «Формування та обробка зображень у оптичних та радіолокаційних системах» (Додаток А).

**Особистий внесок здобувача.** Усі роботи виконано у співавторстві. Автору належать наступні результати, які полягають у:

- синтезі оптимального алгоритму нелінійної фільтрації у когнітивних радарах оцінювання когерентного зображення підстильних поверхонь;
- розробка структури цифрового розширеного фільтру Калмана для фільтрації комплексного коефіцієнта розсіювання поверхні;
- імітаційному моделюванні радіолокаційних зображень отриманих когнітивними РСА;
- імітаційному моделюванні алгоритмів вторинної обробки сигналів в когерентному РСА;

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

- 1) 2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW 2020);
- 2) 2022 IEEE 3rd International Conference on System Analysis & Intelligent Computing (SAIC 2022);
- 3) The 12th International Conference on Dependable Systems, Services and Technologies (DESSERT 2022);

**Публікації.** За результатами досліджень опубліковано 15 робіт, серед яких:

- 3 статті у наукових журналах, що входять до науково-метричної бази даних Scopus (квартиль – Q3),
- 1 стаття у науковому журналі, що входить до науково-метричної бази даних Web of Science,
- 6 матеріалів, що були представлені на міжнародних конференціях, які індексуються у науково-метричній базі даних Scopus,
- 2 охоронних документи на об'єкти права інтелектуальної власності України (патенти).

**Структура і об'єм дисертаційної роботи.** Дисертація складається зі вступу, чотирьох розділів, висновків, списку використаних джерел і додатків. Повний обсяг дисертації становить 143 сторінки, у тому числі 12 сторінок списку використаних джерел у кількості 115 найменувань та 1 додаток на 1 сторінку.

## *Список публікацій здобувача*

### Статті:

1. Volosyuk, V., Zhyla, S., Ruzhentsev, M., Sobkolov, A., Tserne, E., Kolesnikov, D., Vlasenko, D., Topal, M. Radar cross-section imaging in synthetic aperture radar with linear antenna array and adaptive receiver. *Radio Electronics, Computer Science, Control*, 2020, no. 3, pp. 7-21. Doi: 10.15588/1607-3274-2020-3-1. [індексується у н.м.б.д. Web of Science]

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

3. Pavlikov, V., Belousov, K., Zhyla, S., Tserne, E., Shmatko, O., Sobkolov, A., Vlasenko, D., Kosharskiy, V., Odokiienko, O., Ruzhentsev, M. Radar imaging complex with SAR and ASR for aerospace vehicle. *Radioelectronic and Computer Systems*. 2021. no.3, pp. 63-78. Doi: 10.32620/reks.2021.3.06. [індексується у н.м.б.д. Scopus, Q3]

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

### Матеріали міжнародних конференцій:

5. V. Volosyuk, S. Zhyla, N. Ruzhentsev, E. Tserne, D. Kolesnikov and D. Vlasenko, "Optimal Method of RCS Estimation in Synthetic Aperture Radar with Linear Antenna Array," 2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW), Kharkiv, Ukraine, 2020, pp. 1-6. Doi: 10.1109/UkrMW49653.2020.9252648.

6. V. Volosyuk, S. Zhyla, V. Pavlikov, D. Vlasenko, O. Inkarbaieva and D. Kolesnikov, "Heuristic Structures of Cognitive Aerospace Remote Sensing Radars," 2022 IEEE 3rd International Conference on System Analysis & Intelligent Computing (SAIC), 2022, pp. 1-6.

Doi: 10.1109/SAIC57818.2022.9922992.

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

8. S. Zhyla, V. Volosyuk, V. Pavlikov, D. Vlasenko, O. Mazurenko and B. Lisohorskyi, "Optimal Digital Algorithm of a Cognitive Synthetic Aperture Radar Operation," 2022 The 12th International Conference on Dependable Systems, Services and Technologies (DESSERT), 2022, pp. 1-6.  
Doi: 10.1109/DESSERT58054.2022.10018824.

9. S. Zhyla, V. Volosyuk, V. Pavlikov, D. Vlasenko, V. Borodavka and O. Pidlisnyi, "Structural Diagram of an Aerospace Cognitive Radar for the Earth Remote Sensing," 2022 The 12th International Conference on Dependable Systems, Services and Technologies (DESSERT), 2022, pp. 1-6.  
Doi: 10.1109/DESSERT58054.2022.10018767.

10. S. Zhyla, V. Volosyuk, V. Pavlikov, D. Vlasenko, D. Vasylchenko and K. Nezhalskaya, "Optimal Signal Processing in a Cognitive Synthetic Aperture Radar," 2022 The 12th International Conference on Dependable Systems, Services and Technologies (DESSERT), 2022, pp. 1-6.  
Doi: 10.1109/DESSERT58054.2022.10018683.

Патенти:

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

12. Спосіб формування сирих даних в рухомих радіолокаційних станціях з синтезуванням апертури. Патент України на винахід № 127778. / Жила С. С., Волосюк В. К., Павліков В. В., Церне Е. О., Власенко Д. С., Собколов А. Д., Кошарський В. В., Шматко О. О., Нежальська К. М., Мазуренко О. В.; 27.12.2023

# РОЗДІЛ 1

## ПОНЯТТЯ КОГНІТИВНИХ РАДАРІВ І ЇХ СВІТОВА ПРАКТИКА РОЗРОБКИ ТА ЗАСТОСУВАННЯ

### 1.1 Концепція когнітивних радарів

Питанню адаптивності інформаційно-вимірювальних систем приділяють значної уваги у наукових роботах в області радіотехніки та телекомунікації. Існують поняття адаптивного прийому, адаптивного діаграмоутворення в антенних решітках, адаптивного перестроювання передавача на вільні від завад частоти та поняття багатофункціональних радіолокаційних систем, що вирішують задачі виявлення, оцінки параметрів, супроводження, формування радіолокаційних зображень та ін. Наступним етапом розвитку високоінформативних радіовимірювальних систем стали когнітивні радары та телекомунікаційні мережі, що об'єднують більшість або всі наведені поняття в одному радіотехнічному комплексі просторово-часової обробки сигналів. Концепція когнітивних радарів вперше була запропонована С. Хайкіном [1] і Дж. Р. Гуєрчі [3] в 2006 і 2010 роках відповідно. Використання апріорної інформації, різноманітність форм зондуючих сигналів, адаптивне діаграмоутворення, оптимальне налаштування приймача, існуючої бази даних радіолокаційних вимірювань і оптимізація зворотного зв'язку в швидкодіючих процесорах є основними характеристиками когнітивної радіолокаційної системи. Адаптивність усіх складових – головна перевага когнітивних радарів в порівнянні зі звичайними радарями.

Розглянемо більш детально поняття когнітивного радару, що введено в [1]. С. Хайкін зазначає, що три складові є основними для побудови когнітивного радару: 1) інтелектуальна обробка сигналів, що заснована на навчанні за допомогою взаємодії радару з навколишнім середовищем, 2) зворотний зв'язок від приймача до передавача і 3) накопичення інформації

про віддзеркалені радіолокаційні сигнали при вирішенні задачі супроводження цілей на основі Байєсівських методів оптимізації радіовимірювальних систем. Всі три компоненти присутні в системі лунолокації кажана, яку можна розглядати як фізичну реалізацію (хоча і в нейробіологічних термінах) когнітивного радара. Система лунолокації (сонар) кажана надає не тільки інформацію про те, як далеко від кажана знаходиться ціль (наприклад, комаха), але також і інформацію про відносну швидкість цілі, розмір цілі, величину різних характеристик цілі, а також координати азимута і висоти цілі. Окрім цього нічний ссавець наділений здатністю вибудовувати свої власні правила поведінки з часом за допомогою того, що зазвичай називається «досвідом». Цей важливий момент найкраще ілюструється спектрограмами, що показані на рис. 1.1, які були створені чотирма різними видами кажанів у відповідних послідовностях переслідування цілей (комах). Суттєвою характеристикою, яка безпосередньо спостерігається з цього рисунку, є те, що частотний діапазон зміщується в область низьких частот, тривалість переданого сигналу зменшується, а частота повторення імпульсів збільшується по мірі наближення кажана до цілі. Роблячи це, кажан використовує набуті знання про відстань до цілі для регулювання параметрів переданих звукових сигналів. Отже, щоб радіолокаційна система була когнітивною, фундаментальною необхідністю радіолокаційного передавача є навчання на постійній взаємодії з навколишнім середовищем та розумне використання отриманої приймачем інформації про цілі, що спостерігаються.

З аналізу викладеного можна стверджувати, що лунолокація кажана – живий біологічний доказ існування когнітивного радара. Це твердження важливе, тому що воно визначає, що кажан є активним датчиком, як і активний радар. Вживається поняття «активний» в тому сенсі, що вони обидва передають сигнал для опромінення навколишнього середовища, а потім «слухають» відлуння від невідомої цілі, щоб виділити з нього корисну інформацію про ціль.

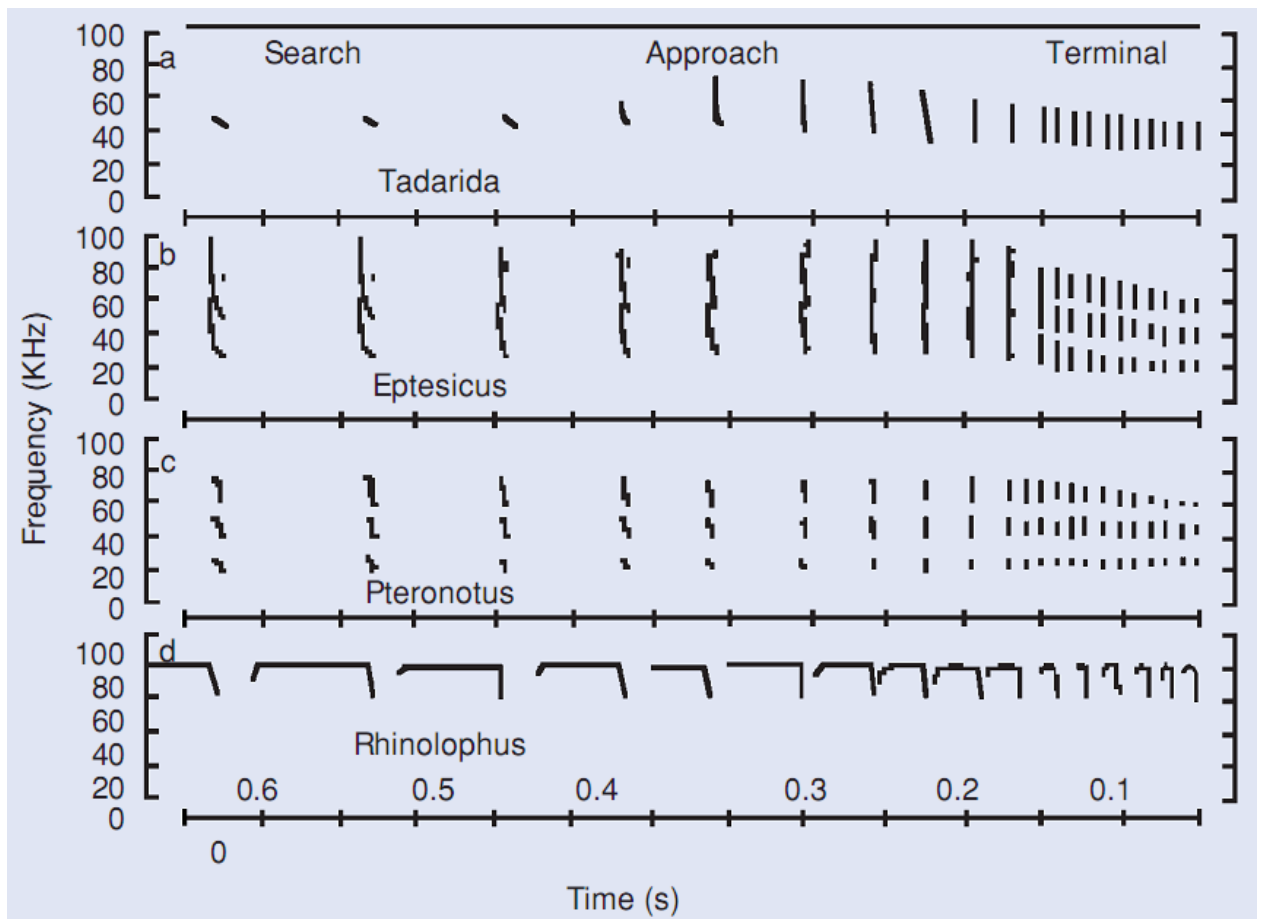


Рисунок 1.1 – Спектрограми сонарних сигналів, що випромінюються чотирма різними видами кажанів, коли вони рухаються від пошуку до наближення і до кінцевої фази переслідування комах (взято з [1])

**1.1.1 Три типи радарів.** З огляду на те, що вже відомо про існуючі або описані в літературі радіолокаційні системи, а також те, як когнітивний радар вписується в існуючі тенденції розвитку радіотехніки [8], можливо виділити три класи активних радарів, які визначаються наступним чином:

(1) *Традиційний активний радар*

Цей клас радарів відноситься до традиційних радіолокаційних систем, в яких передавач опромінює навколишнє середовище, а приймач обробляє віддзеркалені сигнали радара, що виникають в результаті відбиття від невідомої цілі, яка є частиною навколишнього середовища. Іншими словами, традиційний активний радар – це система обробки інформації з *прямим зв'язком*.



## (2) Перспективний активний радар

Радари, що належать до другого класу, призначені для *управління розподілом доступних ресурсів з метою контролю в інтерактивно-адаптивному режимі* (Krishnamurthy and Djonin, 2009) *неправильное оформление ссылки*. Ресурси, що знаходяться в передавачі, можуть включати наступне:

- бібліотеку форм сигналів передавача для відстеження цілі,
- набір часових сканувань для спостереження за навколишнім середовищем.

Щоб полегшити управління приймачем за допомогою передавача через радарне середовище, від приймача до передавача повинна передаватись *інформація зворотного зв'язку*. Іншими словами, перспективний активний радар – це, по суті, *система управління зі зворотним зв'язком*. Вищеописане – це просто ще один спосіб позначити цикл сприйняття-дія і перспективний активний радар можна розглядати як перший крок на шляху до когнітивного радара.

## (3) Когнітивний радар

Щоб радар був *когнітивним* в повному сенсі цього слова, як він існує в термінах людського пізнання, радар повинен втілювати чотири основні процеси.

1. *Сприйняття* навколишнього середовища аналізатором в приймачі, за яким слідує *дія*, що виконується в навколишньому середовищі передавачем за допомогою глобального зворотного зв'язку від приймача до передавача. Результуючий цикл сприйняття-дія проявляється в *отриманні інформації* про стан цілі, яка буде збільшуватися від одного циклу до іншого.

2. *Пам'ять* з одним або кількома шарами, розподілена по всій радіолокаційній системі. Функція пам'яті – передбачати наслідки дій, що виконуються радаром, і робити це самоорганізованим і адаптивним чином;

3. *Увага*, що керується пам'яттю. Її функція полягає в тому, щоб обрати пріоритет при використанні доступних ресурсів відповідно до вхідних

потоків радіолокаційних сигналів від цілі через алгоритмічні механізми уваги на основі пам'яті.

4. *Інтелект*, керований сприйняттям, пам'яттю і увагою. Його функція полягає в тому, щоб задіяти механізм алгоритмічного управління і прийняття рішень в передавачі для визначення розумних рішень в умовах невизначеності навколишнього середовища.

Як відомо, сприйняття здійснюється в одній частині мозку, а дія – в іншій його частині. Те ж саме і з когнітивним радаром: сприйняття навколишнього середовища здійснюється в приймачі, а дія, спрямована на висвітлення навколишнього середовища, виконується в передавачі. Пам'ять фізично розподілена по всій радіолокаційній системі. Увага не має власного фізичного місця розташування; скоріше, її алгоритмічні механізми засновані на сприйнятті і пам'яті. Що стосується інтелекту, то його алгоритми прийняття рішень і управління засновані на сприйнятті, пам'яті та увазі. Інтелект, серед всіх чотирьох когнітивних процесів, є найбільш складним в обчислювальному відношенні і найглибшим з точки зору потужності обробки інформації. Простіше кажучи, для свого існування інтелект спирається на локальні і глобальні контури зворотного зв'язку, що розподілені по всій радіолокаційній системі.

Тепер, коли визначені чотири процеси, які в сукупності визначають когнітивний радар, і визнаний той факт, що цикл сприйняття-дія є найбільш базовим процесом, на якому будується пам'ять, логічно почати розгляд когнітивного радара з циклу сприйняття-дія.

**1.1.2. Цикл сприйняття-дія.** Базовим процесом в когнітивному радарі є цикл сприйняття-дія, зображений на рис. 1.2.

При застосуванні когнітивного радара для *відстеження цілі*, основною функцією *аналізатора навколишнього оточення*, єдиного фундаментального блоку приймача, показаного на рисунку 1.3, є забезпечення *оцінки стану* радіолокаційного середовища шляхом обробки спостережень. Термін

«радіолокаційне середовище» використовується тут для позначення електромагнітного середовища, в якому знаходиться ціль. Спостереження відносяться до відбитих сигналів *радару*, що створені відображеннями від цілі при опроміненні навколишнього середовища сигналом, що випромінюється передавачем. Фактично, оцінка стану слугує «сприйняттям» навколишнього середовища в циклі «сприйняття-дія» на рисунку 1.2.

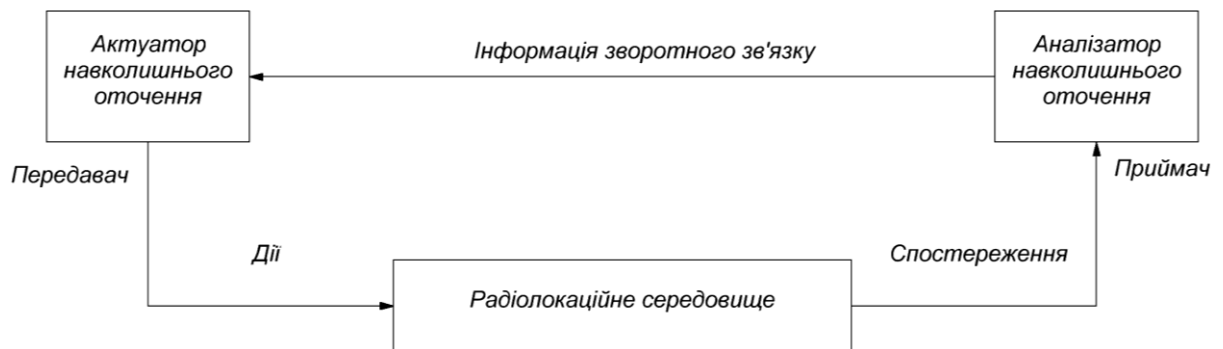


Рисунок 1.2 – Цикл сприйняття-дія в радарі з глобальним зворотним зв'язком

Що стосується цього циклу, іншою функцією приймача є обчислення *інформації зворотного зв'язку*, яка забезпечує стислу міру інформації, що міститься в сигналах радару про невідому ціль. Як правило, передавач і приймач радару розміщені разом і в цьому випадку передача інформації зворотного зв'язку передавачеві від приймача здійснюється просто через прямий зв'язок, що спрощує конструкцію радіолокаційної системи.

Основна функція *актуатора навколишнього середовища* полягає в тому, щоб мінімізувати функцію *витрат*, що базується на інформації зворотного зв'язку від приймача, щоб діяти в радіолокаційному середовищі оптимально в деякому статистичному сенсі. Ця оптимізація проявляється у виборі сигналу, що передається, форма якого керує приймачем через навколишнє середовище на циклічній основі. В цьому контексті ми можемо розглядати актуатор навколишнього середовища як *контролер*.

З акцентом на термін «інформація», цикл сприйняття-дія на рисунку 1.2 забезпечує основу для *циклічного спрямованого інформаційного потоку*

через всю радіолокаційну систему, включаючи навколишнє середовище.

**1.1.3. Когнітивна функціональна інтеграція в часі.** Одна з цілей циклу сприйняття-дія в когнітивному радарі – *часове розділення*. У цьому контексті час грає три ключові ролі в роботі когнітивного радара:

(1) Час розділяє відбиті сигнали радара, щоб керувати загальною поведінкою радіолокаційної системи.

(2) Час відокремлює сигнали, що відповідальні за сприйняття навколишнього середовища приймачем, від відповідних дій, що виконуються в навколишньому середовищі передавачем радара у відповідь на інформацію зворотного зв'язку від приймача.

(3) Час відокремлює виникнення сенсорного зворотного зв'язку в приймачі від подальших дій, що виконуються в передавачі.

Більш того, часова організація поведінки радіолокаційної системи залежить від інтеграції сприйняття і дій в часі, а саме:

- сприйняття з іншими сприйняттями;
- дії з іншими діями;
- сприйняття з іншими діями.

Цей часовий спосіб, яким етапи обробки інформації виконуються в когнітивному радарі, називається *функціональною інтеграцією в часі*, що є кардинальною властивістю когнітивного радара.

**1.1.4. Когнітивний радар з одношаровою пам'яттю.** Визначивши цикл сприйняття-дія, який забезпечує першу функціональну базу когнітивності радара, необхідно звернути увагу на другу функціональну базу для пізнання – пам'ять.

Зокрема, розглянута пам'ять, складається з одного шару: перцептивної пам'яті в приймачі, виконавчої пам'яті в передавачі і робочої пам'яті. Як показано на рисунку 1.3, маємо такі зв'язки:

(1) *Перцептивна пам'ять* взаємно пов'язана з *аналізатором навколишнього оточення* в приймачі.

(2) *Виконавча пам'ять* взаємно пов'язана з *актуатором навколишнього оточення* в передавачі.

(3) *Робоча пам'ять* взаємно об'єднує *перцептивну пам'ять* і *виконавчу пам'ять*.



Рисунок 1.3 – Когнітивний радар з одним рівнем (шаром) пам'яті

З додаванням пам'яті когнітивний радар на рис. 1.3 тепер задовольняє всім чотирьом основним властивостям пізнання:

- сприйняття в приймачі з подальшою дією в передавачі за допомогою глобального зворотного зв'язку від приймача до передавача;
- пам'ять, що сконфігурована для прогнозування наслідків дії (тобто вибір форми сигналу, що передається передавачем, і вибір параметру рівнянь стану у приймачі);
- механізм уваги на основі пам'яті для пріоритетного розподілу доступних ресурсів;
- механізм прийняття рішень для вибору розумних рішень в умовах невизначеності навколишнього середовища.

Як підкреслювалося раніше, інтелект будується на циклі сприйняття-дія, пам'яті та увазі; більш того, він покладається на велику кількість локальних і глобальних контурів зворотного зв'язку в когнітивному радарі

для його полегшення.

Що найбільш важливо, очікується, що додавання пам'яті до циклу «сприйняття-дія» на рис. 1.2 зробить свій внесок в підвищення якісних показників обробки інформації когнітивного радара. Хоча структура когнітивного радара з одним шаром пам'яті на рис. 1.3 набагато складніша, ніж структура циклу сприйняття-дія, що зображена на рис. 1.2, інтуїтивно зрозуміло, що обидві ці структури керуються одним і тим же циклічним спрямованим інформаційним потоком.

**1.1.5. Зв'язок між підсистемами в когнітивному радарі.** Щоб зрозуміти, як підсистеми, складові когнітивного радара, взаємодіють між собою, ми можемо звернутися до рис. 1.4.

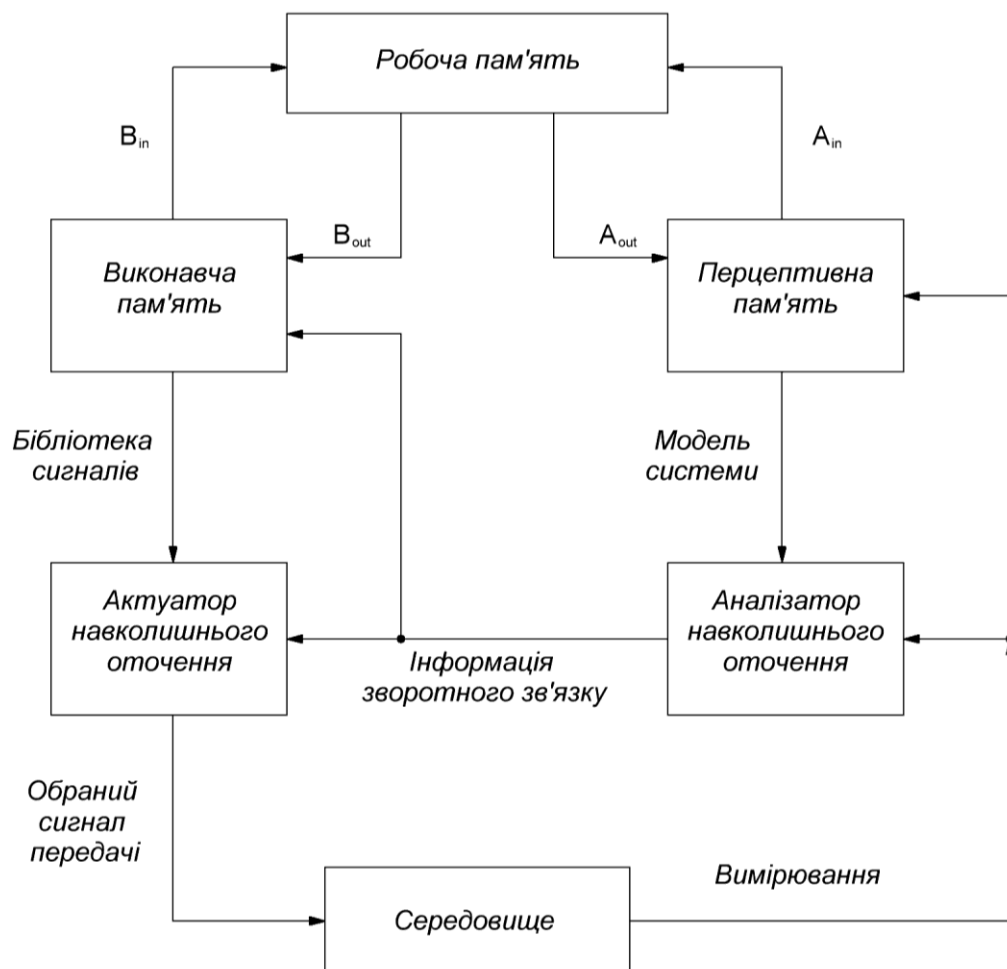


Рисунок 1.4 – Схема зв'язків когнітивного радара з одним шаром пам'яті

Процес зв'язку починається з вимірювань, отриманих на вході радара від навколишнього середовища, після чого виконуються наступні шість кроків:

*Крок 1.* По висхідному зв'язку аналізатор оточуючого середовища (приймач) відправляє поточні вимірювання в перцептивну пам'ять; мета тут полягає в тому, щоб отримати конкретну нелінійну функцію  $\mathbf{a}(\cdot)$  і відповідну дисперсію системного шуму, яка найкращим чином відповідає поточним вимірам.

*Крок 2.* По низхідному зв'язку нові параметри моделі системи передаються назад в аналізатор навколишнього оточення, тим самим оновлюючи системне рівняння  $i$ , разом з ним, модель простору станів радіолокаційного середовища. Тим часом, нові особливості середовища, вивчені в шарі перцептивної пам'яті, відправляються у вигляді *Інформації*  $A_{in}$  в робочу пам'ять для тимчасового зберігання і майбутнього використання на  $b$  кроці.

*Крок 3.* Маючи під рукою оновлену модель простору станів в аналізаторі навколишнього оточення оптимальний фільтр тепер готовий обробляти отримані вимірювання для обчислення прогнозованого вектору похибки оцінки стану на один крок вперед (подібно до трендового фільтру). Крок 3 завершується обчисленням інформації зворотного зв'язку на основі вектору похибки, яка відправляється аналізатором навколишнього оточення на актуатор навколишнього оточення в передавачі.

*Крок 4.* По висхідному зв'язку інформація зворотного зв'язку відправляється в виконавчу пам'ять. Мета – отримати конкретну підмножину бібліотеки форм зондуючих сигналів передавача, яка найкраще підходить для радіолокаційного середовища, представленого інформацією зворотного зв'язку. Тим часом, характеристики інформації зворотного зв'язку  $i$ , отже, середовище, вивчене на рівні виконавчої пам'яті, відправляються як *Інформація*  $B_{in}$  для тимчасового збереження в робочій пам'яті для  $b$  кроку.

*Крок 5.* По низхідному зв'язку нова підмножина бібліотеки сигналів передається назад в актуатор навколишнього оточення. У ньому формується функція перехідних витрат, в цей момент оптимальна форма сигналу передачі обирається з отриманого набору бібліотеки форм сигналів алгоритмом динамічного програмування для дій в навколишньому середовищі.

*Крок 6.* Нарешті, з параметрами, отриманими з шару перцептивної пам'яті як *Інформація*  $A_{in}$ , і відповідними параметрами, отриманими з шару виконавчої пам'яті як *Інформація*  $B_{in}$ , ці два набори параметрів обробляються в робочій пам'яті, даючи два виходи: вихідний сигнал  $A_{out}$ , відповідний *Інформації*  $A_{in}$ , відправляється в перцептивну пам'ять; а інший вихідний сигнал  $B_{out}$ , відповідний *Інформації*  $B_{in}$ , відправляється в виконавчу пам'ять як результат дій, виконаних в приймачі або передавачі.

Потім кроки 1-6 повторюються для наступного циклу і так далі.

Незалежно від області спостереження, на сприйняття навколишнього середовища когнітивним радаром постійно впливають поточні вимірювання, а також інформація про навколишнє середовище, що зберігається в перцептивній пам'яті. Іншими словами, можна сказати, що кожне сприйняття (тобто моментальний знімок процесу сприйняття) складається з двох компонентів:

- Перший компонент сприйняття відноситься до *розпізнавання* і, отже, до пошуку набору нелінійних функцій і пов'язаних з ними дисперсій системного шуму, які зберігаються в перцептивній пам'яті з метою представлення минулих вимірів.

- Другий компонент сприйняття відноситься до *категоризації* (класифікації) характеристик в нових вимірах, які *зіставляються* з пам'яттю.

Кінцевим результатом цих двох компонентів є оновлений вибір нелінійної функції переходу між станами і дисперсії системного шуму, які відповідають поточним вимірам. В обох компонентах обробка виконується самоорганізованим і синхронним чином.



Подібно до того, як на приймач постійно впливають вхідні вимірювання, так і на передавач постійно впливає інформація зворотного зв'язку про навколишнє середовище, яка надходить від приймача. Іншими словами, кожне виконання (тобто моментальний знімок процесу прийняття рішення) складається з двох компонентів:

- Перший компонент відноситься до *розпізнавання* і, отже, до пошуку певного набору в бібліотеці форм сигналів, який зберігається у виконавчій пам'яті з метою представлення минулих значень інформації зворотного зв'язку від приймача.

- Другий компонент відноситься до *категоризації* поточної інформації зворотного зв'язку, яка *відповідає* пам'яті.

Кінцевим результатом є вибір тієї оновленої форми сигналу передачі в бібліотеці сигналів, яка відповідає поточному значенню інформації зворотного зв'язку. Тут знову ж таки обробка в обох компонентах виконується самоорганізованим і синхронним чином.

Комунікація між перцептивною пам'яттю приймача і виконавчою пам'яттю передавача здійснюється через *робочу пам'ять*, яка взаємно пов'язана з перцептивною пам'яттю з одного боку і взаємно пов'язана з виконавчою пам'яттю з іншого боку. Фактично робоча пам'ять діє як «посередник» між двома видами пам'яті за допомогою *процесу узгодження*.

Посилаючись на рисунок 1.4, існує *Інформація  $A_{in}$* , яка вводиться в робочу пам'ять з перцептивної пам'яті. У світлі того, що було описано раніше в Кроці 2, ця інформація представляє особливості, вивчені в шарі перцептивної пам'яті. Іншими словами,  $A_{in}$  забезпечує робочу пам'ять інформацією про навколишнє середовище, що переглядається *безпосередньо* через сприйняття аналізатором навколишнього оточення.

Більш того, у нас також є *Інформація  $B_{in}$* , яка вводиться в робочу пам'ять з виконавчої пам'яті. У світлі того, що було описано в кроці 4, ця друга інформація представляє параметри, що вивчені в шарі виконавчої пам'яті. Іншими словами,  $B_{in}$  забезпечує робочу пам'ять інформацією про

радіолокаційне середовище, яке проглядається *опосередковано*, через *зворотний зв'язок* від аналізатора навколишнього оточення.

Отже, буде *збіг* між двома входами:  $A_{in}$  і  $B_{in}$ . Відповідно, функція робочої пам'яті полягає в тому, щоб використовувати цей збіг, тим самим створюючи відповідні вихідні дані  $A_{out}$  і  $B_{out}$ . Виходи  $A_{out}$  і  $B_{out}$  передаються назад в перцептивну пам'ять і виконавчу пам'ять відповідно, надаючи їм обом *виявлені взаємозв'язки*: по-перше, між конкретною нелінійною функцією  $\mathbf{a}(\cdot)$  і відповідною дисперсією системного шуму, обраною в приймачі для *сприйняття* навколишнього середовища. і, по-друге, між конкретною формою сигналу, обраною в передавачі для дії в середовищі. При цьому робоча пам'ять повідомляє про два *наслідки* вжитих заходів:

- Одним з наслідків для перцептивної пам'яті є вибір функції,  $\mathbf{a}(\cdot)$  і дисперсії системного шуму в якості можливої відповідності для рівняння стану з урахуванням поточних вимірювань.

- Інший наслідок для виконавчої пам'яті – вибір конкретної форми сигналу передачі в якості можливої відповідності для вхідної інформації зворотного зв'язку.

Це подвійне твердження узгоджується з попереднім твердженням: функція пам'яті полягає в тому, щоб передбачати «наслідки вибору/дії, здійсненої» когнітивною динамічною системою, і робити це самоорганізованим і синхронним чином.

Хоча радіолокаційне середовище є *спільним* як для приймача, так і для передавача, вони бачать його по-різному: приймач сприймає навколишнє середовище *безпосередньо* через вхідні вимірювання, тоді як передавач бачить його *опосередковано*, через інформацію зворотного зв'язку від приймача. Очевидно, тоді має бути відповідність між процесом моделювання навколишнього середовища, виконуваним в перцептивній пам'яті, і процесом категоризації форми сигналу, виконуваним у виконавчій пам'яті. Завдяки своїй прогностичній здатності функція робочої пам'яті полягає в максимізації процесу зіставлення в кожному циклі, щоб дії, які виконуються передавачем

в навколишньому середовищі, відповідали сприйняттю навколишнього середовища приймачем краще, ніж в попередньому циклі.

Структурна схема на основі всього вищезазначеного наведена на рис. 1.5.

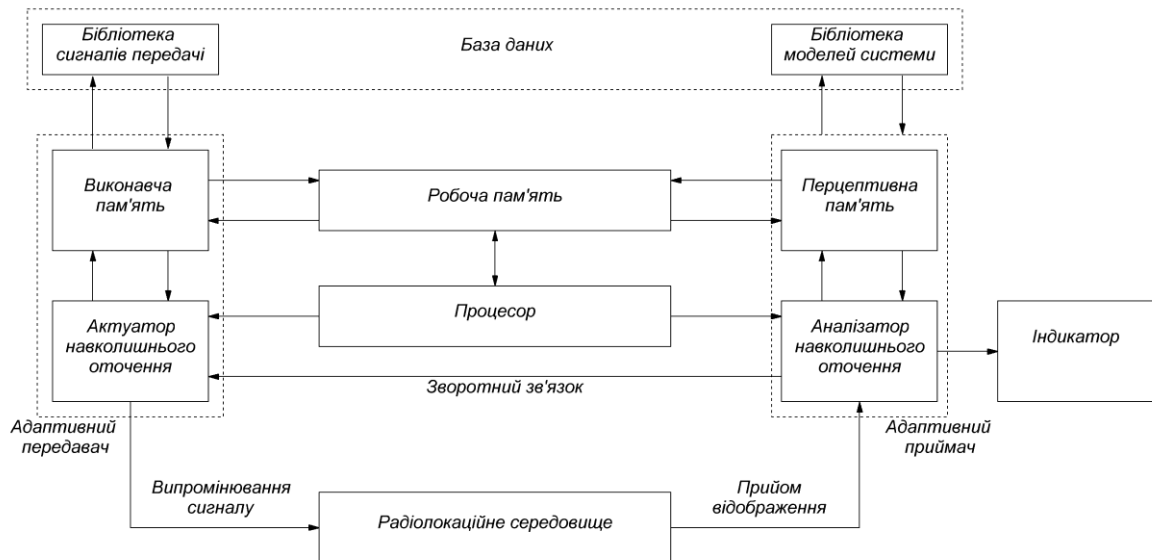


Рисунок 1.5 – Структура когнітивного радару з конкретизацією взаємозв'язків

## 1.2 Когнітивні радіолокаційні системи з синтезуванням апертури антени (РСА)

### 1.2.1 Загальна концепція когнітивних РСА з антенними решітками.

РСА – це високоточна радіолокаційна система формування радіолокаційних зображень з борта літального апарату. Висока роздільна здатність радіолокаційних зображень уздовж траєкторії польоту (за азимутом) досягається за рахунок когерентної обробки віддзеркалених траєкторних сигналів. Для високої роздільної здатності в поперечному напрямку (за дальністю) використовують сигнали складної форми з якісними кореляційними властивостями. Більшість РСА використовують ЛЧМ-сигнал в якості зондуючого сигналу для формування зображення області спостереження, незважаючи на структуру поверхні та її характеристики розсіювання. ЛЧМ-сигнал може досягати високої роздільної здатності по

дальності за рахунок стиснення імпульсів, однак плоский спектр ЛЧМ-сигналу не дозволяє роздільно спостерігати спектральні складові комплексного коефіцієнта розсіювання поверхні. В наш час велика кількість РСА є системами без адаптації. Від отриманого сигналу немає зворотного зв'язку та зв'язку з передавачем, і система працює в фіксованому режимі. Таким чином, продуктивність системи РСА залежить від сцени і її складу. Крім того, в останні роки актуальною є інтерпретація даних або зображень РСА. Пропонується безліч алгоритмів і теорій для вирішення завдань з широким спектром застосування у різних областях науки і техніки. В той самий час, кожна часткова задача потребує особливих умов проведення експериментів та організації роботи РСА, чого досягти зазвичай неможливо. При використанні РСА з гнучкою формою зондуючих сигналів можливо в автономному режимі виконати вторинну обробку сигналів і оптимізувати результати вимірювань з використанням зворотних зв'язків від приймача до передавача, налаштовуючи методи модуляції та частотні діапазони сигналів відповідно до сцени спостереження, задачі та вимог до радіолокаційних зображень. Завдяки розвитку системи спостереження Землі, за останні кілька десятиліть були накопичені значні об'єми інформації про нашу планету. Ці знання доцільно використовувати у вторинній обробці сигналів для підвищення продуктивності і якості даних аерокосмічних РСА.

Ґрунтуючись на вищенаведеному і останніх досягненнях в області радіолокаційних вимірювань, розробки високочастотної та ширококутової елементної бази та високошвидкісних ПЛІС, є всі передумови для розробки систем РСА нового покоління, які будуть інтелектуальними датчиками з можливістю вибирати і передавати необхідні форми сигналу і будуть характеризуватися високою роздільною здатністю та широкою зоною огляду навколишнього середовища за рахунок оптимізації алгоритмів вторинної обробки сигналів та організації зворотного зв'язку.

Широка смуга огляду і висока азимутальна роздільна здатність створюють суперечливі вимоги до проєктування бортових РСА. Річ у тому,

що при розширенні зони огляду за координатою дальності необхідно зменшувати частоту повторення імпульсів, але при цьому з'являється неоднозначність за азимутом. І навпаки, для синтезу єдиної, без пропусків, та значної за довжиною апертури вздовж траси польоту літального апарату необхідно підвищувати частоту повторення імпульсів, що призводить до неоднозначності за дальністю. Для вирішення цього протиріччя доцільно адаптивно налаштовувати передавач, приймач і фазовану антенну решітку, використовуючи апріорну інформацію про область спостереження, та наявності зворотного зв'язку. Однак, більшість таких радарів побудовані евристичними методами, що узагальнюють практичний досвід використання РСА і не дають можливості використати їх повний потенціал. *Це протиріччя породжує задачу подальшого розвитку статистичної теорії оптимізації вторинної просторово-часової обробки сигналів в когнітивних РСА з бортовими антенними решітками.*

Для зазначеної задачі доцільно розглянути концепцію когнітивних радарів, що запропонована Дж. Р. Гуерчі [3]. На рис. 1.6 показані звичайний радар і когнітивний радар.

Хоча звичайний радар, безумовно, є адаптивним, він обмежений автоматичним налаштуванням лише приймача і дуже часто «реагує» на прийнятий потік даних – тобто адаптивність заснована виключно на самому потоці прийнятих сигналів. В результаті, дана адаптація має мало можливостей для «навчання» в процесі вимірювань, відсутній зворотній зв'язок з передавачем або інтеграція з зовнішніми джерелами інформації про навколишнє середовище, які можуть забезпечити значні переваги, такі як цифрові карти місцевості.

Когнітивний радар демонструє ряд удосконалених складових, які краще імітують біологічно когнітивні системи:

– динамічна база даних навколишнього середовища, яка містить «знання» про навколишнє середовище і / або об'єкти, що підлягають дослідженню, отримані з внутрішніх та зовнішніх джерел інформації [4].

– адаптивний передавач зі зворотнім зв'язком від приймача. Наявність цього зворотного зв'язку було визначено Хайкіним [8], як найважливіший компонент будь-якого когнітивного радара. Множинні ступені свободи передачі також породжують концепцію радара з безліччю входів, та безліччю виходів або MIMO (Multiple Input Multiple Output) систем [9 – 12].

– адаптивність приймача і передавача сприяє створенню ряду нових методів адаптації та самоорганізації. У наступних підрозділах коротко будуть розглянуті деякі складові наведеної структури когнітивного радара на рис. 1.6.

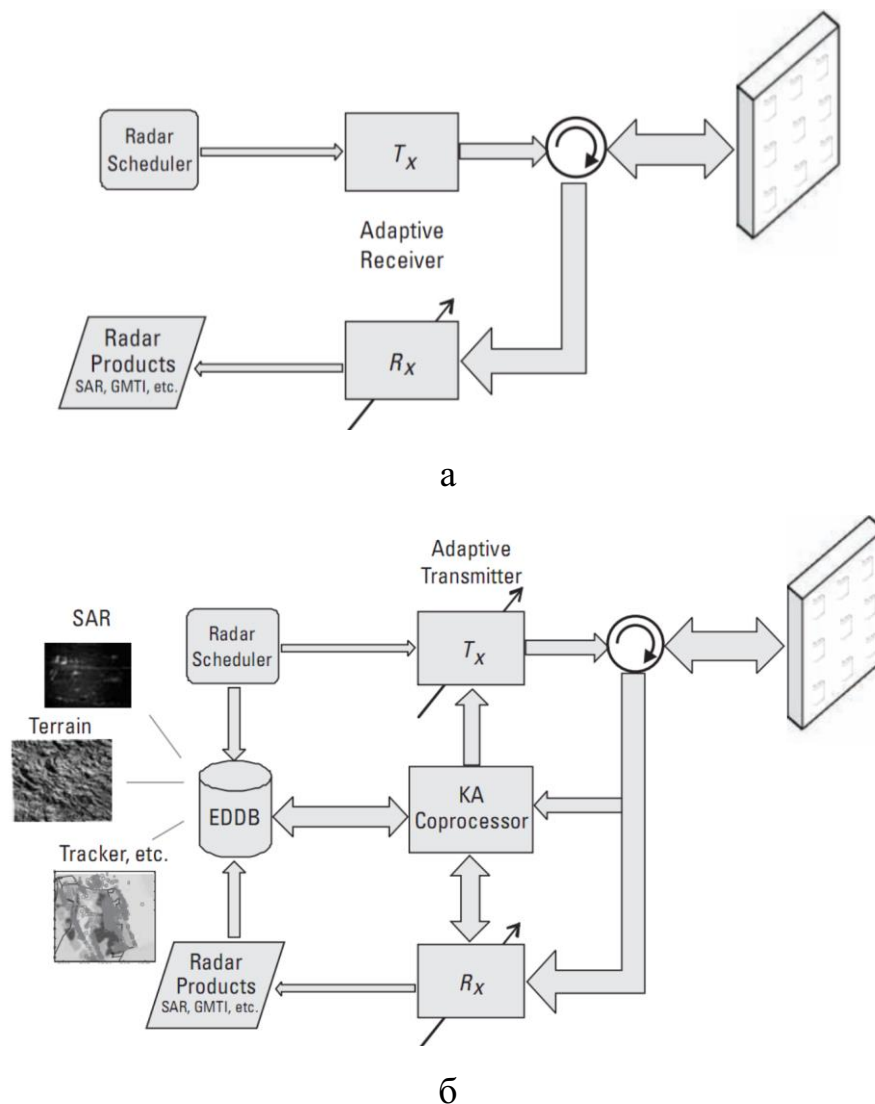


Рисунок 1.6 – Блок-схеми високого рівня звичайного сучасного радара (а) і нової когнітивної архітектури (б), яка включає в себе динамічну базу даних навколишнього середовища і адаптивний передавач (взято з [3])

**1.2.2. Оптимальна адаптація форми зондуючого сигналу в РСА.** В роботі [13] показано приклад реалізації РСА з адаптивним налаштуванням форми зондуючого сигналу, так званого WA-SAR (Waveform Agile SAR). Ідея такого радару показана на рис. 1.7.

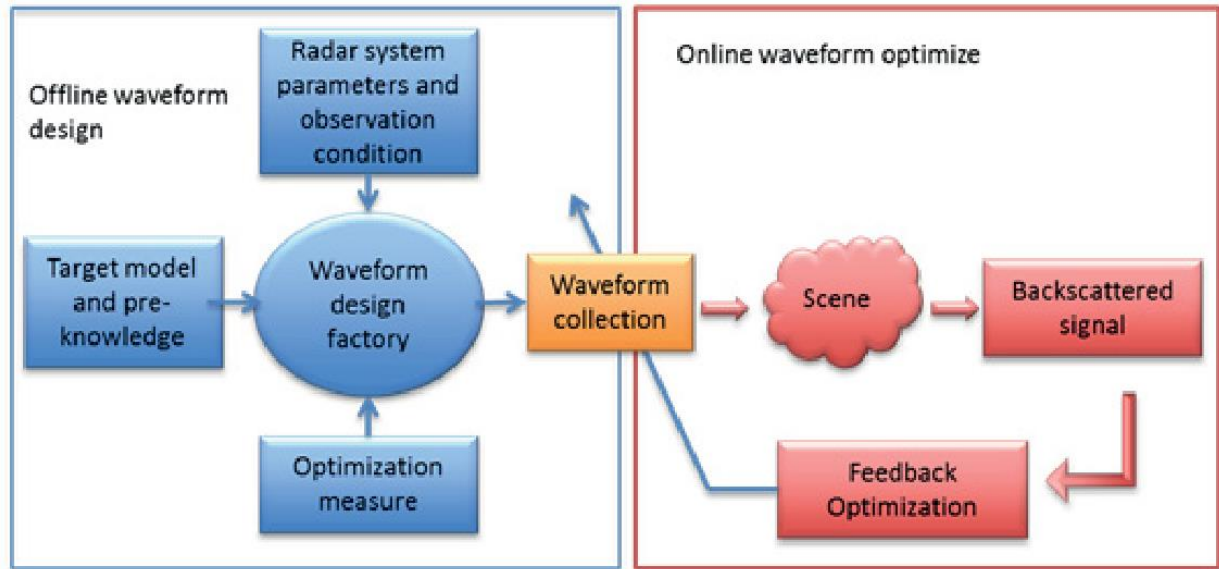


Рисунок 1.7 – Ідея реалізації радару з адаптивним налаштуванням форми зондуючого сигналу (взято з [13])

Реалізацію системи можна розділити на два етапи. Перший – це “offline” генерація сигналів. Форми сигналів для передавача РСА розробляються відповідно до вимог цілі, сцени і задачі, відповідно до спеціальних методів оптимізації. Набір форм сигналів передається і завантажується в систему РСА. В ідеальних умовах сигнали вибираються відповідно до фіксованих періодів зондування і передаються імпульс за імпульсом. Однак завжди потрібна додаткова “online” оптимізація через різницю між реальною сценою і ідеальною.

Прототип системи WA-SAR побудовано в Шанхайському університеті Цзяо Тонг за підтримки проекту 985 Міністерства освіти Китаю. Система розміщена на даху чотириповерхового будинку. Імпульсний радар з двома антенами (прийом і передача розділені) встановлено на рухомій платформі, яка приводиться в рух кроковим двигуном на рейці довжиною 45 метрів. Лазерний промінь пристикований до радару, щоб вказати місце

розташування центру променя радара. Геометрія зондування показана на рис. 1.8. Основні параметри системи наведені в таблиці 1.1.

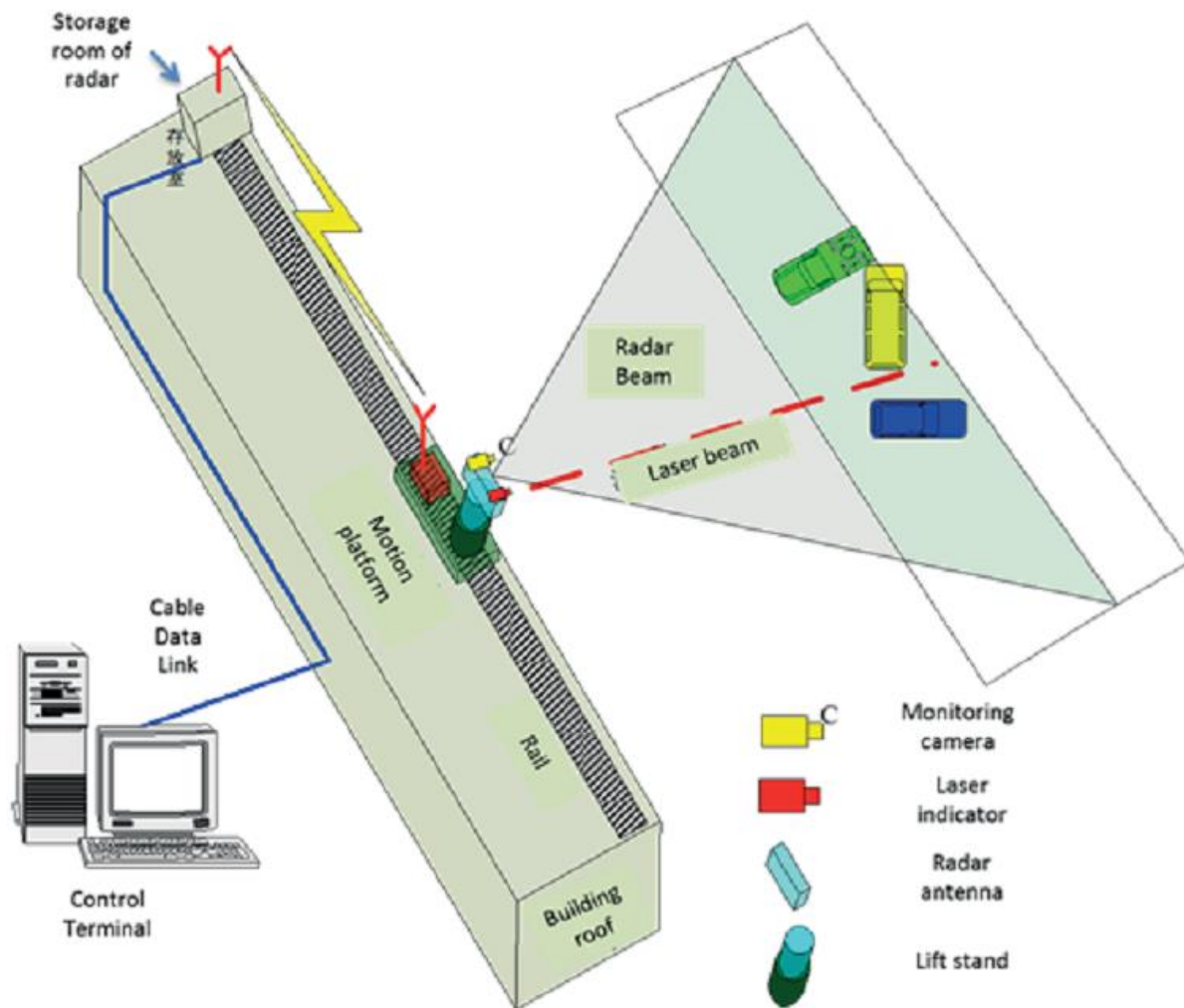


Рисунок 1.8 – Геометрія зондування радаром з адаптивним налаштуванням зонduючого сигналу (взято з [13])

Таблиця 1.1 – Параметри прототипу WA-SAR

Bandwidth	600 MHz (max)	Pulse width	20us (max)
D/A rate	2 GHz	Antenna size	136 mm * 136 mm
D/A bit-len	14 bits	Max range	1000 m
Band	Ku (15.4 GHz)	Scene size	20 m * 20 m
A/D rate	720 MHz	A/D bit-len	8 bits



**1.2.3. Адаптивне діаграмоутворення.** Адаптація просторових характеристик антен може виконуватися за двома варіантами: налаштування методу огляду простору відповідно до поставленої задачі дослідження і адаптивне придушення діаграми спрямованості в напрямках джерел завадового випромінювання.

Розглянемо варіанти цифрового діаграмоутворення в РСА з антенними решітками [14]. Завдяки всепогодності і високій роздільній здатності попит на радіолокаційні зображення постійно зростає і зростають вимоги до дистанційного радіобачення, зокрема нові дослідження потребують неперервних вимірювань з високою роздільною здатністю. Так для дослідження динамічних процесів на поверхні землі [15] потрібен високотехнологічний радар, здатний безперервно формувати смугу огляду шириною 350 км при повній поляризації і з просторовою роздільною здатністю краще ніж 1 м. Задовольнити сучасним вимогам можуть когнітивні радари з адаптивним діаграмоутворенням у цифрових багатоканальних антенних решітках. Яскравим прикладом є РСА з високою роздільною здатністю (HRWS) [16], який формує смугу огляду шириною 70 км з роздільною здатністю 1 м. Система HRWS використовує цифрове формування променя на приймачі для управління в реальному часі вузьким променем в напрямі, звідки очікується отримання радіолокаційного віддзеркаленого сигналу від землі. Таким чином, використовується взаємно однозначне співвідношення між часом проходження радіолокаційного імпульсу і кутом його приходу. Отже, можна використовувати велику приймальну антену для підвищення чутливості без звуження ширини смуги огляду. Однозначна ширина смуги огляду системи HRWS, як і в звичайному РСА зі смуговою діаграмою, обмежена довжиною антени. Отже, для картографування широкої смуги огляду потрібна довга антена. Щоб поліпшити роздільну здатність за азимутом, приймальна антена розділена на кілька субапертур, які взаємно зміщені в напрямку шляху і під'єднані до окремих каналів приймача [15]. Таким чином, для кожного переданого

імпульсу може бути отримано кілька вибірок азимута, в той час як кожна субапертура бачить більш широкий доплерівський спектр. Когерентна комбінація всіх субапертурних сигналів в спеціалізованому багатоканальному процесорі РСА дозволяє однозначно генерувати зображення РСА з широким діапазоном огляду з високою роздільною здатністю, що виходить за класичні межі [17].

Окрім наведеної системи HRWS були реалізовані і інші, що використовують цифрове формування променя на прийомі для розробки систем формування зображень РСА з широкою смугою огляду і високою роздільною здатністю за азимутом [18–22]. У всіх цих розробках використовуються антени з невеликою фіксованою апертурою для опромінення широкої ділянки землі. Потім розсіяні сигнали радара реєструються великою антенною решіткою, яка дає змогу придушити неоднозначність вимірювань РСА та компенсувати втрати коефіцієнта підсилення, що виникають внаслідок ширококутного огляду поверхні. Придушити інтерференційні максимуми та неоднозначність вимірювань запропоновано за рахунок багатовимірного кодування зондуючого сигналу [21, 22]. Систематична комбінація просторово-часового кодування форми сигналу радара при передачі з багатоапертурним цифровим формуванням променя при прийомі є інноваційною концепцією, яка дозволяє використовувати нові і дуже потужні режими візуалізації РСА для широкого спектру додатків дистанційного зондування. Прикладами є покращена продуктивність системи РСА за рахунок збільшення числа ефективних фазових центрів, більші базові лінії уздовж шляху для поздовжньої інтерферометрії і індикації рухомих об'єктів, а також ефективне скорочення надлишкової інформації, що записується приймачем. Можливість випромінювання сигналу у різних напрямках за азимутом та на різних лінійках дальності за допомогою багатопроменевого перемикачання під час кожного переданого радіолокаційного імпульсу додатково забезпечує ефективне придушення азимутальної неоднозначності шляхом просторово-

часової фільтрації записаних даних з безліччю апертур по куту місця. З цих прикладів стає зрозуміло, що багатовимірне нерозривне кодування форми зондуючого сигналу має високий потенціал для значного поліпшення характеристик майбутніх РСА і нових задач. Цифрове формування діаграми спрямованості при передачі також дозволяє гнучко розподіляти енергію радіочастотного сигналу на землі. Це не тільки дає можливість гнучкого перемикання між різними режимами візуалізації, такими як багатопроменевий ScanSAR, прожекторний і смуговий огляд HRWS, але також дозволяє одночасну їх комбінацію. Прикладом може служити картографування з високою роздільною здатністю, схоже на прожектор, області підвищеного інтересу в поєднанні з картографування широкої смуги огляду для інтерферометричних додатків. Цей приклад проілюстровано на рис. 1.9, і такий гібридний режим буде добре підходити для вирішення задач з суперечливими вимогами – широкою смугою огляду та високою роздільною здатністю певних ділянок поверхні.

Збір даних в когнітивній системі можна організувати наступним чином: більше системних ресурсів автоматично виділяється областям, які представляють більший інтерес і/або мають низький рівень питомої ефективної поверхні розсіювання (ПЕПР), тим самим максимізуючи загальний інформаційний зміст для заданої випромінюваної потужності передавача [23]. Таким чином, буде сформований замкнутий контур, який безпосередньо поєднує записані дані з зондуючим сигналом за допомогою відповідної оцінки необроблених даних в реальному часі для розсіяних сигналів з навколишнього середовища (див. рис. 1.10).

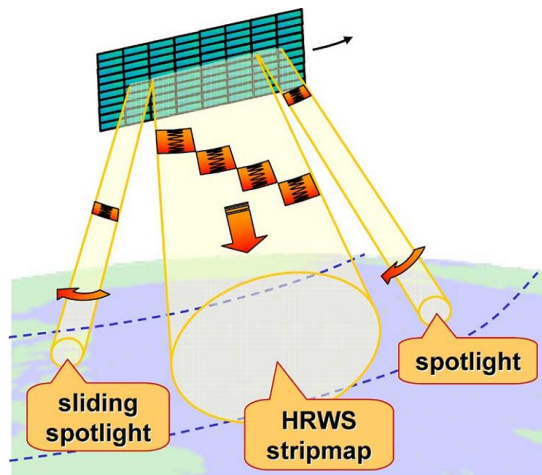


Рисунок 1.9 – Гібридна робота PCA за допомогою багатовимірною кодування сигналів (взято з [23])

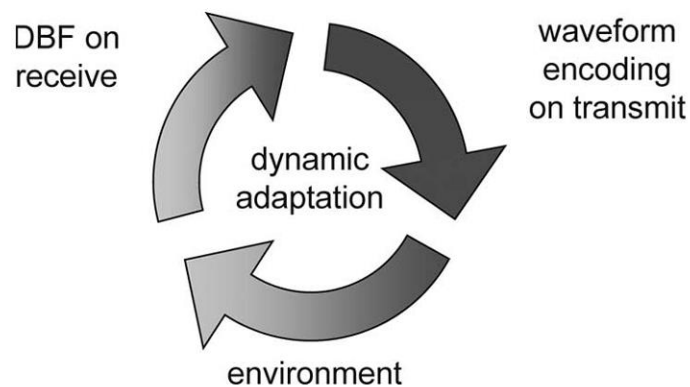


Рисунок 1.10 – Динамічна адаптація кодування форми сигналу до навколишнього середовища (взято з [23])

Як простий приклад можливої реалізації PCA з адаптивним діаграмоутворення можна розглянути адаптивне використання довшого субімпульса і / або більш високого підсилення Tx-антени для просторово обмеженої області з меншим коефіцієнтом розсіювання, тим самим збільшуючи загальне співвідношення сигнал-завада на зображенні для заданої кількості системних ресурсів. Таку адаптацію можна, наприклад, виконувати в реальному часі за допомогою процесора множинного формування діаграми спрямованості, який оцінює просторовий розподіл потужності розсіяних і записаних даних радара. Вихідний сигнал цього процесора потім прямо повертається в систему кодування форми сигналу. Іншою можливістю є використання більш довгого часу азимутального

підсвічування і більш широкої смуги частот для обраних областей з високими контрастами і / або швидкими змінами. Такі особливості можуть бути індикаторами для областей, що представляють підвищений інтерес, тому вимагають також більш високої просторової і/або радіометричної роздільної здатності. Можливий сценарій застосування – це, наприклад, оперативне виявлення суден у відкритому морі, яке вимагає частого сканування великих територій. У цьому сценарії записані багато апертурні сигнали тепер можуть бути оцінені на борту супутника за допомогою детектора характеристик рухомих цілей в реальному часі з низькою складністю. У разі наявності деякого свідчення наявності рухомого об'єкту або корабля в одній області сцени, можна освітити цю область високоспрямованим додатковим променем, щоб поліпшити як просторову роздільну здатність, так і продуктивність детектора рухомих цілей, не виключаючи з розгляду загальний огляд інших областей сцени. Інформаційна вигода від тривалого часу спостереження також добре відома з даних бортових радарів з високою роздільною здатністю [24]. Роботу такої когнітивної системи SAR можна порівняти з механізмами вибіркової уваги зорової системи людини з її саккадичними рухами очей [25, 26].

Більша гнучкість в експлуатації цифрових радіолокаційних систем з кодуванням багатовимірних сигналів при передачі і цифровим формуванням діаграми спрямованості при прийомі вимагає, звичайно, нових стратегій для оптимізації загальних характеристик системи. Отримання оптимізованих систем і форм сигналів може також включати елементи теорії інформації Шеннона [27, 28], такі як, наприклад, максимізація взаємної інформації між параметрами сцени і зареєстрованими радіолокаційними сигналами для даного об'єму потужності радару. Така оптимізація має кілька спільних рис з питаннями, що виникають при оптимальному використанні пропускну здатності каналу, що забезпечується системами зв'язку MIMO. Більш того, теоретико-інформаційні оптимізації можуть допомогти позбавитися від надмірності даних, що записуються багатоапертурними РСА.

Адаптивна просторво-часова обробка при впливі активних, пасивних та комбінованих завад вирішується починаючи з 30-х років минулого сторіччя [29]. Останні дослідження значною мірою висвітлені у роботі [30], яка узагальнює існуючі результати Ф. М. Вудворда, Д. Мідлтона, К. Хелстрома, В. А. Котельнікова, Я. Д. Ширмана, В. І. Бунимовича, Л. А. Вайнштейна, В. Д. Зубакова, Г. П. Тартаковського, Л. С. Гуткіна, С. Е. Фальковича, Ю. Г. Сосулина та розвивають високоефективні та швидкодіючі структури та алгоритми адаптивних систем захисту РЛС з плоскими фазованими антенами решітками від завад. Отриманні алгоритми та приклади їх практичної реалізації в РЛС різного призначення доцільно реалізовувати як один із режимів адаптації когнітивних РСА.

### **1.3. Приклади технічної реалізації когнітивних радарів**

#### **1.3.1. Прототип когнітивного радару Sub-Nyquist MIMO Radar.**

Розглянемо прототип, який реалізує концепцію SUMMeR (Sub-Nyquist MIMO Radar) на апаратному рівні, демонструючи вибірку суб-Найквіста як в часі, так і в просторі в реальному радіолокаційному середовищі [31]. В останні роки когнітивний радар привернув значну увагу спільноти дистанційного зондування. Основною перевагою такої системи є її здатність вивчати цільову сцену, а потім адаптувати обробку передачі і прийому сигналів для досягнення оптимальної продуктивності [1, 3]. Звичайні радары також можуть оптимізувати і змінювати методи обробки в залежності від цільової сцени, але їх адаптованість обмежується тільки обробкою прийому. Було запропоновано кілька можливостей когнітивного радару в тих випадках, коли характеристики навколишнього середовища і відповідна адаптивна поведінка сильно розрізняються; приклади включають в себе формування променя передачі на основі попередньої історії відстеження цілей [32], адаптованість антенної решітки і спільне використання апертури [33], а також розробка кодів сигналу передачі, які дозволяють уникнути створення завад смузи іншими ліцензованими службами [34 – 38].

У роботі [39] розглянуто когнітивний радар у контексті спільного використання спектра; можливості одночасного використання MIMO радару і MIMO систем зв'язку досліджувались у [39 – 42]. Оскільки приймач суб-Найквіста вибирає і обробляє тільки кілька непересічних піддіапазонів [33, 35], запропонований когнітивний прототип SUMMeR (CoSUMMeR) передає тільки в цих піддіапазонах, залишаючи решту спектру передачі для використання іншими службами. Такий радар не тільки уникає радіочастотних завад від інших ліцензованих випромінювачів в вільних незайнятих піддіапазонах, але також маскує передані частоти в якості ефективної міри електронної протидії. Обмеження передачі сигналу вибірковими піддіапазонами дозволяє збільшити внутрішньосмугову потужність, що призводить до збільшення співвідношення сигнал / шум.

Для моностатичного радару суб-Найквіста [43 – 44] представлена апаратна реалізація часової вибірки суб-Найквіста в радарі за допомогою *багатосмугової* вибірки [45] в приймачі. Пізніше цей прототип був розширений для видалення завад суб-Найквіста в [46] і модифікований в [47] для демонстрації моностатичного когнітивного радару суб-Найквіста. У цих варіантах виконання, кілька випадково обраних, вузьких піддіапазонів отриманого спектра сигналу попередньо фільтрують перед тим, як оцифрувати низькорівневим АЦП. Оскільки ці реалізації застосовують смуговий фільтр і АЦП для кожного піддіапазону, аналогічна реалізація часової вибірки суб-Найквіста в кожному каналі приймача MIMO потребуватиме величезних апаратних ресурсів. Щоб обійти таку схему в CoSUMMeR, використовується багатосмугова версія складеної вибірки, запропонована в [45, 48]. Цей підхід може бути реалізований за допомогою одного низькорівневого АЦП для одночасної вибірки всіх піддіапазонів, що приводить до реалізації компактного портативного прототипу. Подальше збільшення шуму субдискретизації зменшується за рахунок використання аналогових фільтрів попередньої обробки з високим загасанням в смузі затримання. Така стратегія проєктування дозволяє налаштувати прототип

або як заповнений, або як розріджений масив, тим самим дозволяючи порівнювати просторову вибірку Найквіста і суб-Найквіста з використанням одного і того ж обладнання.

Апаратні реалізації радарів МІМО в задачах спостереження не є поширеними [49]. Але через їх повсюдне освітлення радарні МІМО були дуже популярними як вузькосмугові і широкосмугові датчики зображення для віддалених цілей в радарних із синтезованою апертурою (РСА) [50, 51], зворотною РСА [52] і при надширокосмуговій візуалізації [53]. Багато випробувальних стендів для радарів МІМО використовують діапазони Х- [54 – 56], Ка- [57] і W- [58] для застосувань ближньої дії, таких як моніторинг навколишнього середовища, візуалізація крізь стіни і запобігання зіткнень автомобілів. Невеликі розміри антен та інших радіочастотних пристроїв в цих радіолокаційних діапазонах допомагають при створенні експериментальних стендів. Зовсім нещодавно були продемонстровані прототипи мініатюрних МІМО-радарів ближньої дії [59, 60]. В прототипі CoSUMMeR для сигналів і цільових моделей використовується робоча частота Х-діапазону. Перші експериментальні результати в режимі реального часу показали, що, в порівнянні з масивом Найквіста  $8 T_x \times 10 R_x$ , в CoSUMMeR масив з  $4 T_x$  і  $5 R_x$  здатний виявляти цілі до співвідношення сигнал-шум  $-10$  дБ з просторовим і часовим зниженням частоти дискретизації на 50% і 80% відповідно. CoSUMMeR конструкція дає комбіноване просторово-часове зменшення смуги пропускання 87:5%, в той же час знижуючи кількість апаратних каналів на 75%. Крім того, при сценаріях з низьким рівнем шуму ( $\sim -15$  дБ), CoSUMMeR показує більш високу продуктивність, ніж масив Найквіста.

**Архітектура системи.** Табл. 1.2 узагальнює технічні параметри прототипу CoSUMMeR для всіх чотирьох конфігурацій масиву. Необхідний діапазон і кутові розміри, а також максимальний однозначний діапазон і вимоги до доплерівської швидкості засновані на деяких загальних МІМО РЛС. На основі цих специфікацій, було обрано 10 імпульсів на когерентному



інтервалі обробки з періодом повторення імпульсів (ППІ)  $100$  мкс. Кожен переданий сигнал має приблизно плоский спектр в межах  $12$  МГц (односторонній діапазон). Форми сигналів відокремлені один від одного захисною смугою  $3$  МГц, так що загальна ширина смуги, займана усіма  $8$  передавачами, становить  $120$  МГц.

Таблиця 1.2 – Характеристики прототипу SUMMeR (CoSUMMeR)

Parameters	Mode 1	Mode 2	Mode 3	Mode 4
#Tx, #Rx	8,10	8,10	4,5	8,10
Element placement	Uniform	Random	Random	Random
Equivalent aperture	8x10	8x10	8x10	20x20
Angular resolution (sine of DoA)	0.025	0.025	0.025	0.005
Range resolution	1.25 m			
Signal bandwidth per Tx	12 MHz (15 MHz including guard-bands)			
Pulse width	$4.2 \mu\text{s}$			
Carrier frequency	10 GHz			
Unambiguous range	15 km			
Unambiguous DoA	$180^\circ$ (from $-90^\circ$ to $90^\circ$ )			
PRI (ППІ)	$100 \mu\text{s}$			
Pulses per CPI	10			
Unambiguous Doppler	from $-75$ m/s to $75$ m/s			

На рис. 1.11 показаний прототип CoSUMMeR. Він складається з контролера радару, генератора сигналів, аналогового препроцесора, цифрового приймача і процесора даних в поєднанні з дисплеєм. На рис. 1.12 представлена спрощена блок-схема прототипу зі спектром сигналу на всіх основних етапах.

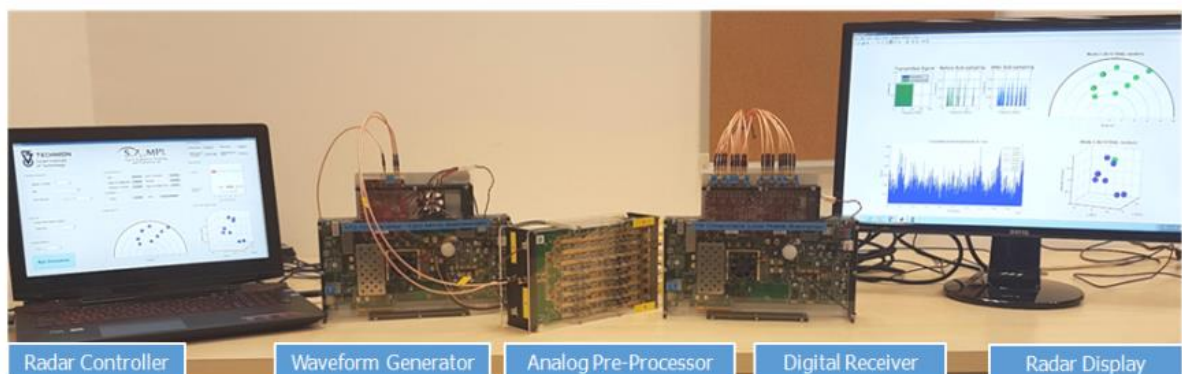


Рисунок 1.11 – Прототип CoSUMMeR та його підсистеми (взято з [31])

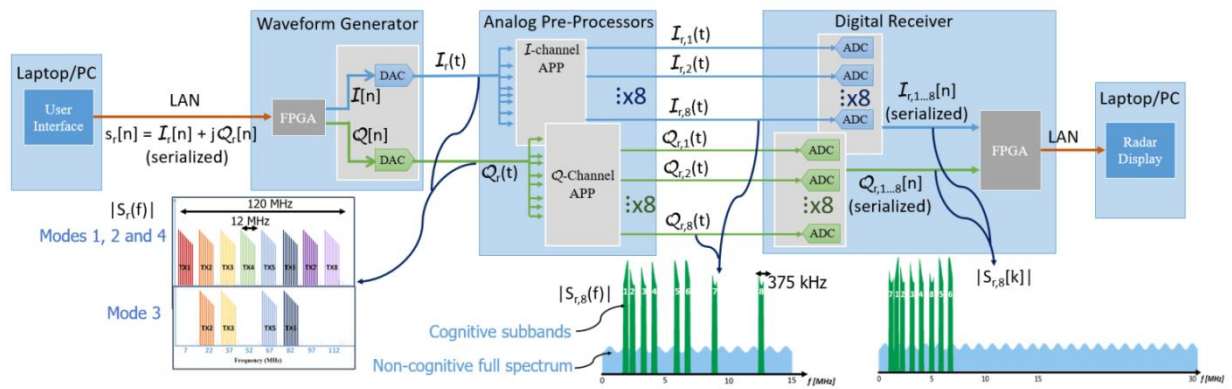


Рисунок 1.12 – Спрощена блок-схема прототипу CoSUMMeR (взято з [31])

Нижній індекс  $r$  представляє вибірки прийнятого сигналу для  $r$ -го приймача. Де можливо, другий нижній індекс представляє передавач. Спектр  $|S_r(f)|$  комплексного прийнятого сигналу для кожного режиму в діапазоні частот 120 МГц до поділу прийнятих сигналів, що відповідають окремим передавачам, показано знизу зліва. Розташування когнітивних піддіапазонів з некогнітивним повним спектром  $|S_{r,8}(f)|$  для каналу Tx-Rx до субдискретизації показано внизу посередині. Справа внизу спектр відповідного когнітивного сигналу з субдискретизацією 7:5 МГц показаний як  $|S_{r,8}(k)|$  накладений на спектр некогнітивного сигналу, дискретизованого з частотою Найквіста 30 МГц.

**1.3.2. Демонстрація апаратного прототипу когнітивного автомобільного радару Суб-Найквіста.** У цьому підрозділі демонструється застосування когнітивного імпульсного доплерівського радару суб-Найквіста для автомобільних задач шляхом адаптації прототипу обладнання, розробленого в [44]. Зокрема, розглядається сценарій, в якому кількість активних радарів (АР), необхідних для спільного використання доступної смуги пропускання, змінюється динамічно [61]. Показано, що, розумно розділяючи доступну смугу пропускання між АР, можна домогтися одночасної передачі і надійної оцінки цілі без завад. Використовуючи апаратне моделювання, демонструється точна оцінка дальності і швидкості за

допомогою алгоритму суб-Найквіста і поліпшена продуктивність у порівнянні зі стандартною узгодженою фільтрацією.

Типовий когнітивний радар виконує наступну послідовність операцій: (1) сканування навколишнього середовища; (2) оцінка параметрів навколишнього середовища і їх сприйняття; (3) адаптація передавача відповідним чином. У сценарії застосування АР середовище складається з декількох рухомих транспортних засобів, пішоходів, що рухаються, і нерухомих об'єктів, таких як дороги і навколишні будівлі. Параметри навколишнього середовища включають дальність і швидкість рухомих цілей, завади пов'язані з нерухомими об'єктами і рівні завад пов'язані з передачею інших АР, встановлених на тому ж або іншому транспортному засобі. Коли кілька АР працюють одночасно і їх кількість динамічно змінюється, необхідно налаштувати імпульс передачі, щоб уникнути завад. Зосередимося на цьому аспекті. Припустимо, що кількість АР в будь-який момент часу вже оцінено, і кожна система АР є радаром суб-Найквіста. Завдання полягає в тому, щоб адаптивно розділити спектр між АР, щоб уникнути завад і одночасно домогтися надійної реконструкції, покладаючись на методи з [36, 44].

Апаратне забезпечення для реалізації запропонованої демонстрації аналогічне тому, що використовується для радара суб-Найквіста в [44]. Новизна полягає в застосуванні когнітивного АР. На рис. 1.13 (а) показана високорівнева схема запропонованого прототипу для одиночної АР. Передавач складається з модуля генератора сигналів довільної форми, який формує аналоговий сигнал отриманий на основі адаптивних смуг. Параметри сигналу передачі встановлюються визначенням файлом сигналу MATLAB. Приймач складається з набору підвищувальних і понижувальних перетворювачів (позначені стрілками вгору і вниз); аналогової вхідної плати або смугового фільтру і аналого-цифрового перетворювача (АЦП). Аналогова вхідна плата діє як селектор діапазону. Після фільтрації сигнал дискретизується АЦП. Цільові параметри оцінюються блоком обробки

сигналів. Детальніше див. [44].

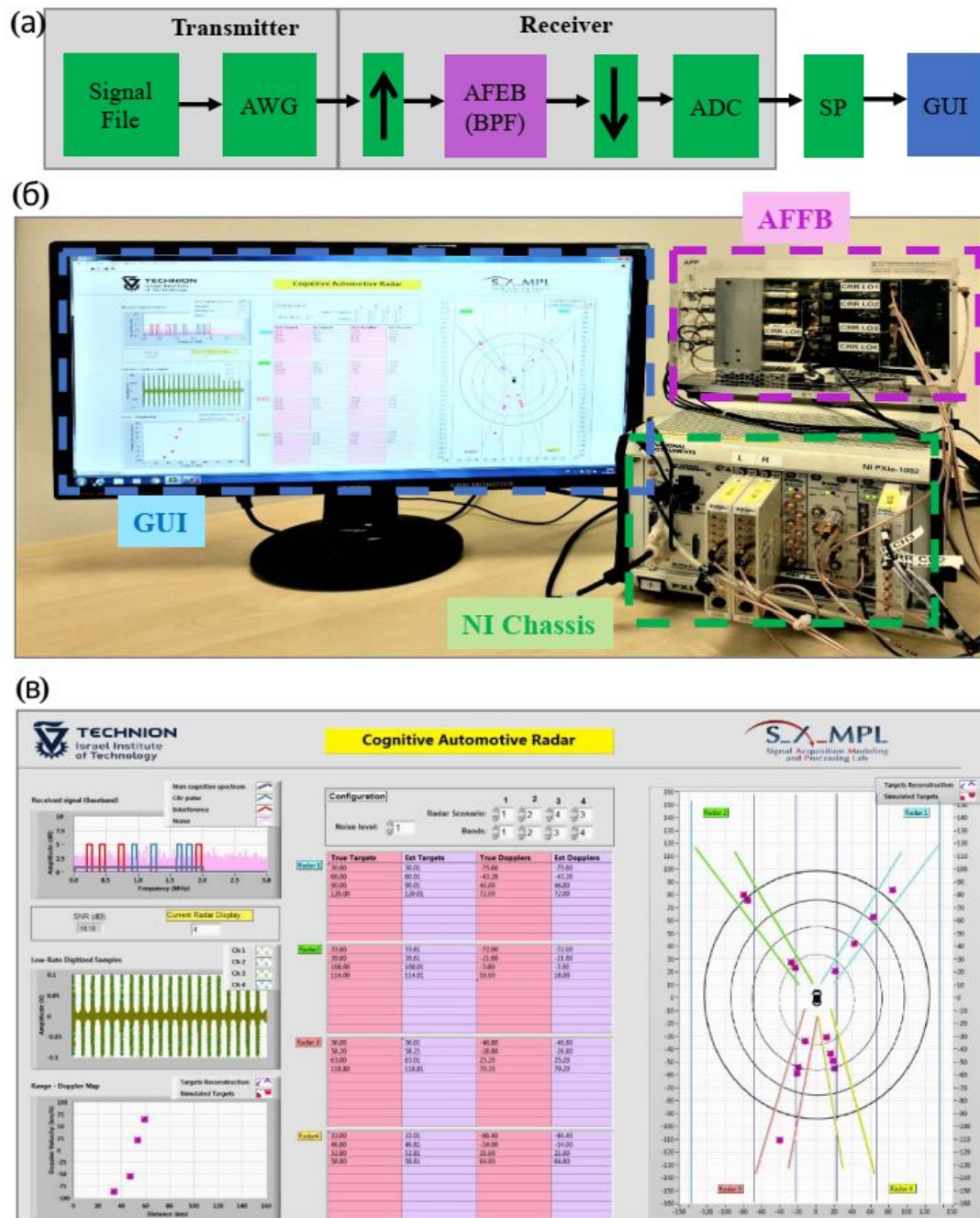


Рисунок 1.13 – Апаратний прототип когнітивного автомобільного радіолокатора суб-Найквіста: (а) блок-схема демонстраційної системи, (б) повний прототип із зазначеннями що відповідає блок-схемі; (в) знімок екрану графічного інтерфейсу користувача (взято з [61])

Графічний інтерфейс користувача або GUI показаний на рис. 1.13 (в). На ньому зображено один транспортний засіб з чотирма AP, які одночасно

випромінюють в чотирьох різних напрямках. Кожен AP адаптивно виділяє чотири піддіапазони для свого приймача. Передбачувані цілі одночасно відображаються в далекомірній доплерівській площині для всіх чотирьох AP. Оскільки у нас один передавач, ми послідовно демонструємо когнітивний аспект. Смуги передачі, виділені для кожного радара, змінюються в різних реалізаціях в залежності від кількості напрямків, на які потрібно дивитися, і найближчих AP.

**1.3.3. Когнітивний хаотичний UWB-MIMO радар виявлення-уникнення завад для автономної навігації БПЛА.** У цьому підрозділі представлено повністю автономну схему навігації БПЛА з використанням бортового радара «Виявлення і уникнення» (VIU). Зокрема, для реалізації нової стратегії автономного запобігання зіткнень використовується надширокосмуговий (UWB – *Ultra-Wide Band*) радар з безліччю входів і безліччю виходів (MIMO) на основі електронного сканування [62]. Ця запропонована стратегія має переваги завдяки ключовій концепції когнітивного радара, яка надає радару здатність динамічно адаптувати форму сигналу передачі для підвищення ймовірності виявлення цілей БПЛА. Отже, ця когнітивність сприяє кращій оцінці неминучих точок зіткнення, щоб сприяти наведенню і навігації БПЛА. З точки зору проектування апаратного забезпечення, представлений підхід використовує когнітивний моностатичний радар UWB-MIMO в поєднанні з використанням хаотичних сигналів UWB, які пропонують велику гнучкість в розробці ключових параметрів передавача радара, включаючи ширину імпульсу моноциклу UWB, період повторення імпульсів та фазу/амплітуду UWB моноциклів. Зокрема, хаотичний UWB-MIMO радар має значно більший ступінь свободи при виборі форми сигналу передачі з хаотичною амплітудою, фазою і ППП, тим самим забезпечуючи більшу ступінь свободи при формуванні та виборі форми сигналу. В результаті хаотичні UWB сигнали демонструють виражену чутливість до розсіювання в порівнянні зі звичайними радіолокаційними

сигналами, як показано в роботах [63 – 65]. Структурна схема такого радару наведена на рис. 1.14.

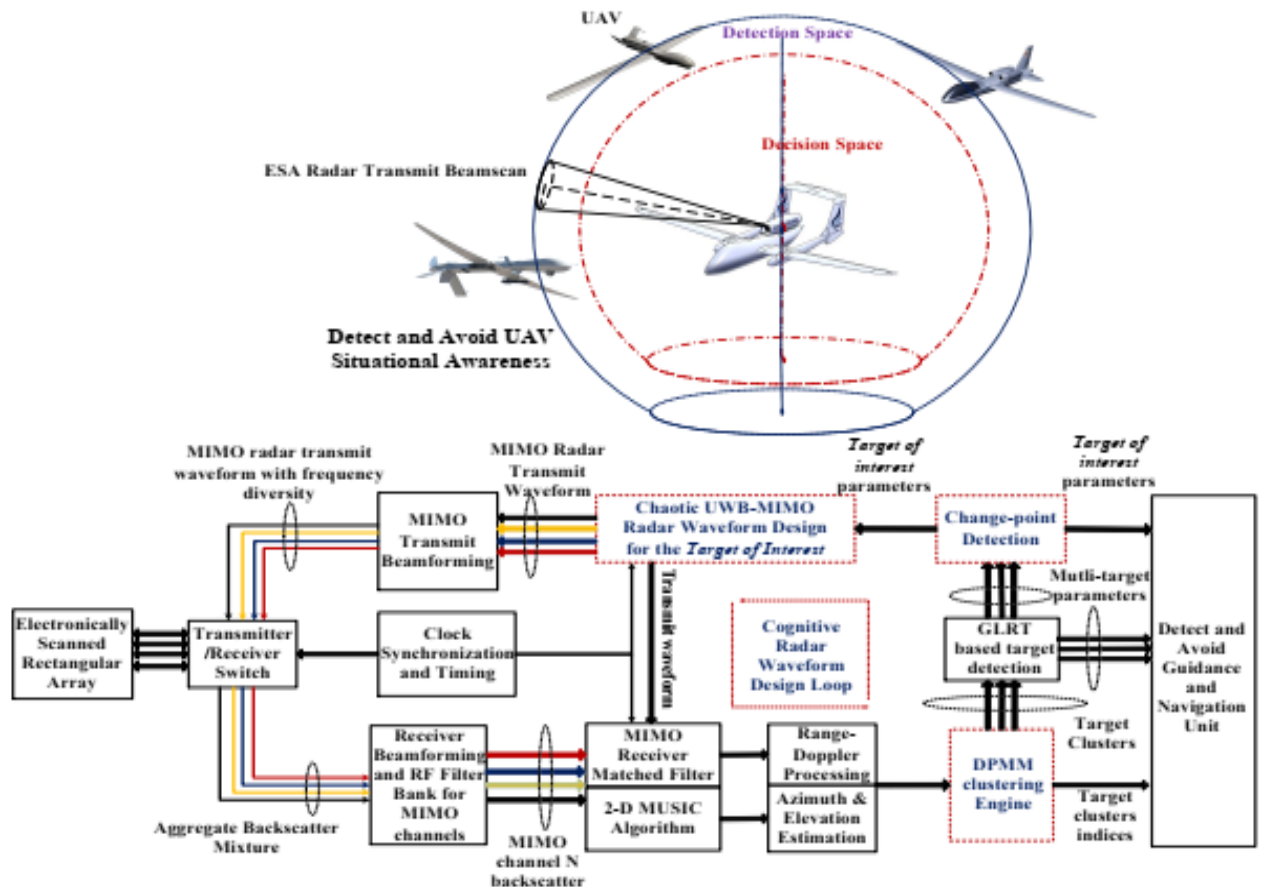


Рисунок 1.14 – Структура хаотичного UWB-MIMO радару виявлення-уникнення завад для автономної навігації БПЛА(взято з [62])

З алгоритмічної точки зору, щоб розрізнити окремі протяжні цілі, необхідно розробити надійний алгоритм кластеризації, який буде класифікувати і приписувати внески отриманих сигналів кожної окремої цілі. У більшості алгоритмів кластеризації або дискримінації кластеризація  $K$  середніх [66] використовується щоб робити *apriori* припущення про кількість цілей, які присутні в навколишньому середовищі. Число центрів розсіювання і число відповідних протяжних цілей, як правило, невідомі *apriori* і повинні бути виведені безпосередньо з даних зворотного розсіювання. Таким чином, існує потреба у використанні методу *неконтрольованого аналізу компонентів суміші*, який може запропонувати необмежену комплексність і може використовуватися для ефективного

розрізнення протяжних цільових сигнатур. Одним з таких ефективних механізмів є байєсівський непараметричний метод дискримінації. Байєсівський непараметричний підхід був прийнятий в різних додатках, включаючи відстеження цілей [67] і кластеризація даних великої розмірності [68, 69]. Більш того, цей метод також застосовувався для ідентифікації кластерів на зображеннях радарів з синтезованою апертурою (РСА) [70]. Зовсім нещодавно він також використовувався в кластеризації хаотичних сигналів зворотного UWB-розсіювання для бістатичної установки UWB-MIMO когнітивного радара [64, 71]. У цих роботах використовується надійний непараметричний алгоритм, заснований на байєсівській кластеризації, який називається Dirichlet-Process-Mixture-Model (DPMM), як показано в роботах [64, 67, 68, 72].

На додаток до заснованого на DPMM механізму кластеризації тут також застосовується алгоритм виявлення точки зміни (ТЗ), щоб дозволити БПЛА автономно відстежувати і визначати неминуче зіткнення з іншими БПЛА. Зокрема, цей алгоритм ТЗ заснований на онлайн-байєсівській оцінці точок зміни в оцінених траєкторіях БПЛА, що відповідають цілі БПЛА в безпосередній близькості. Мета полягає в тому, щоб визначити раптові точки зміни в розрахункових траєкторіях цілей оточуючих БПЛА і швидко визначити неминучі зіткнення, так щоб система наведення і навігації могла зробити грубу корекцію своєї власної траєкторії. Подробиці алгоритму ТЗ, заснованого на підході *досконалого моделювання*, можна знайти в роботах [73 – 75].

Пропонований когнітивний хаотичний радар UWB-MIMO призначений для надання БПЛА повної автономії щодо прийняття рішень, зокрема, з точки зору виконання маневрів корекції курсу, щоб уникнути неминучих зіткнень. Ключовим мотивом пропонованої конструкції системи є інтеграція *повністю автономних статистичних механізмів, керованих даними*, які можуть підтримувати архітектуру когнітивного радара, яка може дозволити:

- (1) когнітивний вибір/формування форми хвилі для поліпшення виявлення

цілей, (2) можливість неконтрольованого (автономного) аналізу компонентів суміші запропонованим підходом DPMM, який повністю заснований на необроблених даних і не вимагає *apriorних* припущень про радіолокаційне середовище, і (3) алгоритм ТЗ, який дозволяє виконати онлайн-оцінку точки зміни траєкторії для полегшення запобігання зіткнень відносно раптових змін траєкторії цілі. Таким чином, запропонована когнітивна байєсівська структура DPMM-ТЗ забезпечує значну перевагу в порівнянні зі звичайним радаром [76 – 78] для БПЛА, пов'язану зі здатністю вирішувати автономну розрізнення цілей, виявлення загрози неминучих зіткнень для виконання маневрів курсової корекції і когнітивною архітектурою формування сигналів для покращеного виявлення та відстеження цілей.

Пропонована когнітивна байєсівська радіолокаційна структура DPMM-ТЗ пропонує кілька переваг у порівнянні з існуючими підходами, які полегшують задачі *розпізнавання і уникнення*. Деякі з ключових нововведень і переваг запропонованого підходу включають в себе:

- Можливість працювати в будь-який час і при будь-яких погодних умовах на відміну від рішень на основі оптичних датчиків [79 – 81].
- Значна стійкість до спроб перехоплення і спуфінгу в порівнянні з рішеннями на основі ADS-B і TCAS.
- Механізми розпізнавання і уникнення на основі зв'язку, такі як ADS-B і TCAS, мають невід'ємну залежність від транспондера цільового БПЛА. Ці механізми не спрацьовують у випадку ворожої цілі або якщо ціль не оснащена транспондером [78, 82]. Інші проблеми включають в себе нездатність виявляти аномальні ситуації, включно з помилками повідомлення висоти, через дії зловмисників, які маневрують способом, несумісним з рекомендаціями TCAS. Докладне обговорення недоліків систем на основі TCAS для додатків до БПЛА представлено в [72, 77, 83]. Більш того, в роботах, подібних [83], пропонується використання бортових радіолокаційних систем для усунення згаданих проблем, пов'язаних з розпізнаванням і запобіганням на основі ADS-B і TCAS.



- Поліпшене виявлення цілі в порівнянні з фіксованими сигналами звичайного радара UWB-МІМО через хаотичні зміни параметрів передачі.
- Механізм кластеризації цілей на основі DPMM, який не вимагає *апріорних* припущень про цільове середовище і може працювати з необробленими даними, щоб розрізнити кілька сигнатур цілей БПЛА.
- Онлайн-оцінка змін траєкторії за допомогою алгоритму ТЗ для ізоляції та моніторингу *цікавлячої цілі*, що допомагає при виконанні маневрів із запобігання зіткнень. Основні результати отримані в цій роботі: 1) Розробка когнітивного радіолокаційного механізму, що дозволяє адаптувати хаотичні параметри форми сигналів UWB-МІМО з метою поліпшення *цільових* сигнатур в межах зворотного розсіювання радара. 2) Розробка надійної структури кластеризації DPMM для розширеного виявлення і розпізнавання декількох цілей БПЛА. 3) Використання алгоритму ТЗ, заснованого на *ідеальному моделюванні*, для оцінки раптової зміни траєкторії цілей БПЛА щоб уникнути неминучих зіткнень.

### Висновки до розділу

Розглянута загальна концепція когнітивних радарів та наведено приклад структурних складових когнітивних РСА. Розглянуто різноманітні підходи та можливі реалізації відокремлених частин когнітивних радіолокаційних систем. Наведені переваги когнітивних РСА в порівнянні з класичними радарми з адаптивним приймачем. Зазначено актуальність розвитку основ статистичної теорії синтезу оптимальних методів вторинної просторово-часової обробки сигналів в бортових когнітивних РСА, які задовольнятимуть двом суперечливим вимогам до радіолокаційного бачення – високій просторовій роздільній здатності та широкій смузі огляду.

Основними засадами нової вторинної обробки в когнітивних РСА будуть: можливість адаптивного вибору форми зондуючого сигналу, застосування фазованих антенних решіток з електронним скануванням

простору, використання апріорної інформації про поверхні та об'єкти дослідження, в тому числі з інших типів датчиків, та наявність зворотного зв'язку для оптимізації параметрів системи. Зокрема, адаптивне налаштування параметрів передавача (резонансної частоти, ширини спектру, методу модуляції та кодування) разом з можливостями швидкого перестроювання просторового положення діаграми спрямованості в антенних решітках дозволить реалізувати нові високоточні та водночас гнучкі режими формування радіолокаційних зображень. Використання бази даних вже існуючих радіолокаційних знімків та апріорної інформації про джерела завадового випромінювання в алгоритмах просторово-часової обробки сигналів надасть можливість водночас максимізувати енергію корисних сигналів та придушити небажане електромагнітне випромінювання антропогенних об'єктів. Доповнення такої бази інформацією про висоти та нерівності рельєфу, електродинамічні моделі поверхонь, розміщення берегових ліній сприятиме вибору оптимальних умов проведення експериментів, забезпечуючи найменші потенційні та досяжні похибки вимірювань. Використовуючи актуальну інформацію про нестаціонарне середовище та сигнально-завадові умови (зміну погоди, наявність потужних джерел радіовипромінювання в невідомих місцях, та ін.), зворотний зв'язок забезпечить адаптивне налаштування передавача і приймача РСА.

Для вирішення поставленої задачі та досягнення визначеної мети в наступних розділах будуть синтезовані та досліджені методи оптимальної вторинного оброблення сигналів з урахуванням апріорної інформації про поточний стан результатів спостереження, розроблені рекомендації з цифрової реалізації отриманих алгоритмів вторинної обробки та розроблені структурні схеми когнітивних радіолокаційних систем радіобачення.

## РОЗДІЛ 2

# СИНТЕЗ І ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ ОПТИМАЛЬНОЇ ВТОРИННОЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ З УРАХУВАННЯМ АПРІОРНОЇ ІНФОРМАЦІЇ ПРО ПОТОЧНИЙ СТАН РЕЗУЛЬТАТІВ СПОСТЕРЕЖЕННЯ

У цьому розділі представлено існуючі результати розробки методів нелінійної фільтрації та показана можливість їх застосування в бортових когнітивних радарів з планарними антенними решітками для організації їх оптимальної роботи за критерієм мінімуму середньоквадратичної похибки. Запропоновано декілька евристичних структур когнітивних радарів дистанційного зондування, що відповідають усім необхідним вимогам до когнітивних динамічних систем приведеним у першому розділі. Поставлена та вирішена задача оптимізації алгоритмів вторинної обробки просторово-часових сигналів, що враховує апріорну інформацію про поточний стан навколишнього середовища та існуючі результати радіолокаційного спостереження поверхні Землі. Наведені граничні похибки вторинної обробки радіолокаційних зображень та аналітичні вирази для функцій невизначеності бортових когнітивних радарів за просторовими координатами.

### **2.1 Евристичні структури когнітивних радарів з вторинною обробкою сигналів**

**2.1.1 Прототип адаптивного радару.** Існуючі бортові радари вирішують значну кількість складних завдань: формування високоточних радіолокаційних зображень, виявлення об'єктів, що рухаються в області спостереження, фільтрація радіозображень та ін. Сьогоднішні досягнення технічних структур радарів дають можливість будувати адаптивні системи з вторинною обробкою сигналів і вирішувати зазначені завдання ще краще. Когнітивні радари мають найвищу ступінь адаптивності, тому що включають

в структуру адаптивний передавач, адаптивний приймач та адаптивну базу даних. Розглянемо кілька прикладів існуючих систем.

У роботі [84] наводяться експериментальні дані про тестовий стенд для дослідження когнітивного радара і демонструється можливість когнітивного підстроювання частоти проходження імпульсів в залежності від швидкості цілі, що спостерігається. Також завданням, для якого широко застосовуються когнітивні радари, є задача динамічного управління спектром, що особливо актуально в даний час, коли радари починають використовувати діапазони частот, що займаються тільки комунікаційними системами ([85 – 87]), зокрема дане завдання для поширених сигналів GSM і LTE розглядається в [88]. Варто відзначити, що наведені вище роботи стосуються використання технологій SDR і FPGA для реалізації ефективних і швидкодіючих когнітивних систем. Розглядаючи питання радіолокації інтерес також представляють роботи [89] та [90] у яких запропоновано концепт когнітивної реалізації радара із синтезуванням апертури для автономного відстеження цілей, адаптивного управління потужністю та формування зондуючого сигналу, та [91] де наведені результати експериментів з тестовим стендом CODIR, що демонструють оптимізацію часу спостереження та використання смуги частот. Використання когнітивних радарів разом із засобами машинного навчання дозволяє виконувати класифікацію повітряних цілей (зокрема безпілотних літальних апаратів [92]) у режиму реального часу.

З аналізу сучасних наукових публікацій та розробок радіолокаційних систем слідує, що побудова оптимальних структур когнітивних радарів є актуальним завданням. Найбільш близьким завданням до синтезу когнітивних радарів є завдання вторинної обробки сигналів – оптимальної нелінійної фільтрації. Розглянемо можливе поєднання вже розроблених оптимальних структур бортових радарів та досягнення теорії оптимальної вторинної обробки результатів вимірювань.

У загальній постановці задачі оптимізації вторинної обробки сигналів рівняння спостереження та повідомлення є нелінійними як по відношенню до корисної інформації  $\vec{\lambda}(t)$  так і по відношенню до шумів  $\vec{n}(t)$

$$\vec{u}(t) = \vec{s}[t, \vec{\lambda}(t), \vec{n}(t)] \quad (2.1)$$

$$\frac{d\vec{\lambda}(t)}{dt} = \vec{A}[t, \vec{\lambda}(t)] + \underline{C}[t, \vec{\lambda}(t)]\vec{\xi}(t) \quad (2.2)$$

де  $\vec{s}[\cdot]$ ,  $\vec{A}[\cdot]$  – векторні нелінійні функції, що залежать від векторних аргументів. Елементи матриці  $\underline{C}[\cdot]$  – у загальному випадку також нелінійні функції векторного аргументу  $\vec{\lambda}(t)$ . Процес  $\vec{\xi}(t)$  є векторним, білим шумом із кореляційною характеристикою  $\langle \vec{\xi}(t_1)\vec{\xi}^T(t_2) \rangle = N_{0\xi}(t_1)\delta(t_1 - t_2)$ . Функція  $\vec{\lambda}(t)$  – це  $n$ -мірний марківський процес.

Оптимізаційна задача полягає в наступному: потрібно, знаючи апріорні відомості про корисне повідомлення та завади у вигляді рівнянь (2.1) і (2.2) при заданих статистичних характеристиках завад, дати оптимальну оцінку процесу  $\hat{\vec{\lambda}}(t)$  в моменти часу  $t_0 < \tau < t$  (задача інтерполяції), або  $\tau = t$  (задача фільтрації), або  $t > \tau$  (задача екстраполяції). Якщо за критерій оптимальності прийняти критерій мінімуму середньоквадратичної похибки, то оптимальна оцінка має бути умовним середнім:

$$\hat{\vec{\lambda}}(\tau) = \langle \vec{\lambda}(\tau) | \vec{u}(t) \rangle = \int_{\Lambda} \vec{\lambda}(\tau) P[\vec{\lambda}(\tau) | \vec{u}(t)] d\vec{\lambda}(\tau) \quad (1.3)$$

де  $P[\vec{\lambda}(\tau) | \vec{u}(t)]$  – апостеріорна щільність ймовірності.

Існує кілька підходів до вирішення задач оптимальної нелінійної фільтрації. Фундаментальні результати у галузі цієї теорії отримані у роботах Р.П. Стратоновича, який запропонував для побудови оцінки корисного повідомлення застосовувати фінальну апостеріорну щільність ймовірності. Метод, запропонований Стратоновичем Р.П., отримав розвиток у роботах В.І. Тихонова, Н.К. Кульмана, М.С. Ярликова [93, 94].

У роботах І.А. Большакова та В.Г. Рєпіна був розвинений підхід, що передбачає роботу з гаусівським процесом  $\vec{\lambda}(t)$  [95, 96]. Існує також підхід, заснований на розкладанні процесу в ряди з подальшою оцінкою коефіцієнтів ряду (оцінка «загалом» [97]), а також оцінки у вигляді рядів Вольтера [98].

У якості прототипу доцільно обрати результати теорії оптимальної нелінійної фільтрації в рамках підходу, що розроблено Р.П. Стратоновичем. Цей підхід загальніший і застосовується у випадках негаусівської апроксимації апостеріорної щільності ймовірності повідомлення.

Припускаючи, що параметр  $\vec{\lambda}(t)$ , що підлягає оцінюванню, та корисний сигнал  $\vec{s}[t, \vec{\lambda}(t), \vec{n}(t)]$  є детермінованою функцією часу, у роботах Стратоновича отримані наступні результати. Рівняння оптимальної нелінійної фільтрації має вигляд:

$$\frac{d\hat{\vec{\lambda}}(t)}{dt} = \vec{A}[t, \hat{\vec{\lambda}}(t)] + \underline{P}_x[t, \hat{\vec{\lambda}}(t)]\vec{F}^{(1)}[t, \hat{\vec{\lambda}}(t)] \quad (2.4)$$

де  $\underline{P}_x[t, \hat{\vec{\lambda}}(t)]$  – коваріаційна матриця похибок,  $\hat{\vec{\lambda}}(t)$  – оцінка параметра  $\vec{\lambda}(t)$ ,

$$\vec{F}^{(1)}[t, \vec{\lambda}(t)] = -0,5\{\vec{u}(t) - \vec{s}[t, \vec{\lambda}(t)]\}^T \underline{N}_{0n}^{-1}(t)\{\vec{u}(t) - \vec{s}[t, \vec{\lambda}(t)]\}, \quad (2.5)$$

$(\cdot)^T$  – знак транспонування,  $N_{0n}(t)$  – спектральна щільність потужності внутрішніх шумів радіосистеми,  $(\cdot)^{(k)}$  – знак  $k$ -ї похідної.

Рівняння зміни у часі коваріаційної матриці похибок фільтрації має вигляд:

$$\begin{aligned} \frac{d\underline{P}_x[t, \hat{\vec{\lambda}}(t)]}{dt} = & \vec{A}^{(1)}[t, \hat{\vec{\lambda}}(t)]\underline{P}_x[t, \hat{\vec{\lambda}}(t)] + \\ & + \underline{P}_x[t, \hat{\vec{\lambda}}(t)]\vec{A}^{(1)T}[t, \hat{\vec{\lambda}}(t)] + \\ & + \underline{P}_x[t, \hat{\vec{\lambda}}(t)]\vec{F}^{(2)}[t, \hat{\vec{\lambda}}(t)]\underline{P}_x[t, \hat{\vec{\lambda}}(t)] + \\ & + \underline{C}[t, \hat{\vec{\lambda}}(t)]N_{0\xi}(t)\underline{C}^T[t, \hat{\vec{\lambda}}(t)]. \end{aligned} \quad (2.6)$$

Структура оптимального нелінійного фільтра векторної функції  $\vec{\lambda}(t)$  показано на рис. 2.1.

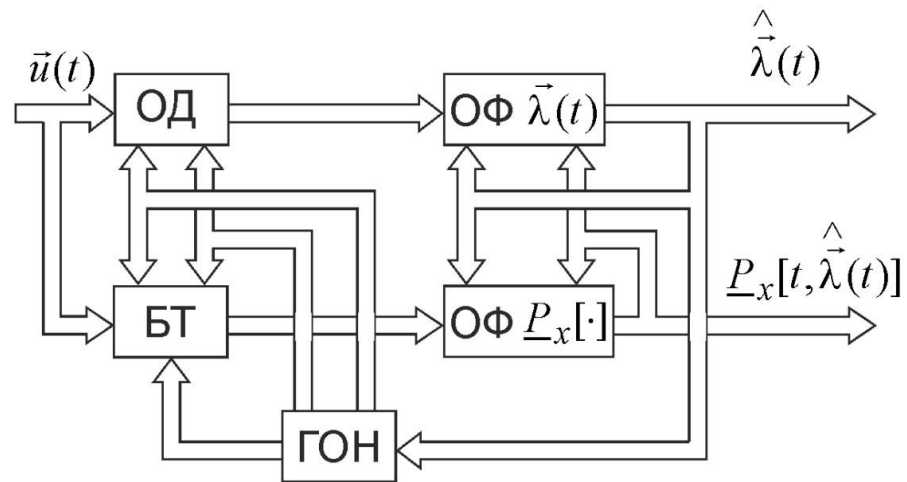


Рисунок 2.1 – Структурна схема оптимального нелінійного фільтра

На рис. 2.1 показані канали формування оцінки  $\hat{\vec{\lambda}}(t)$  та коваріаційної матриці похибок фільтрації  $\underline{P}_x[t, \hat{\vec{\lambda}}(t)]$ , що залежать один від одного. Тому канали мають перехресні зв'язки. У цій структурі є багато подібностей з когнітивною радіолокаційною системою: 1) можливість по ланцюгу

зворотного зв'язку коригувати опорний сигнал залежно від зміни параметра, що оцінюється, 2) адаптивна оптимальна фільтрація параметрів, що підлягають оцінюванню, 3) можливість обробки векторних процесів з багатоканальних датчиків, 4) оптимальний дискримінатор реалізує адаптивну просторову обробку. У явному вигляді в даній схемі відсутня динамічна база даних стану навколишнього середовища і інтелектуальний процесор. У той же час рівняння повідомлення вимагає знання апріорних відомостей про параметри, що оцінюються, як показано в рівнянні (2.2). Ці апріорні відомості повинні оновлюватися в кожний момент часу і можуть бути взяті з бази даних стану навколишнього середовища. Застосування інтелектуального процесору можливе, наприклад, при реалізації оптимальної фільтрації функції з використанням сучасних досягнень машинного навчання та нейронних мереж [99].

Розглянемо приклади евристичної структури когнітивного радара формування зображень поверхні бортової багатоканальної радіолокаційної системи дистанційного зондування Землі.

**2.1.2 Евристична структура когнітивного багатоканального РСА та обробкою функціонально-детермінованих сигналів.** За останні 5 років були отримані результати синтезу оптимальних дискримінаторів у бортових РСА з фазованими антенними решітками для двох випадків: при детермінованій моделі прийнятих сигналів [100 – 102] та стохастичній моделі розсіяних сигналів від реальної підстильної поверхні Землі [103 – 105]. Основні особливості нових алгоритмів полягали в можливості реалізації безлічі режимів огляду поверхонь, оптимальному діаграмоутворенні, адаптивному прийомі розсіяних сигналів, просторовій режекції джерел завадового випромінювання. Основна відмінність цих результатів від когнітивної обробки полягає у відсутності зворотного зв'язку з можливістю корекції зондувального сигналу. Поєднуючи вже отримані алгоритми з методами вторинної обробки у вигляді нелінійної фільтрації, отримаємо



евристичну структурну схему когнітивного бортового радара, що показано на рис. 2.2.

У представленій на рис. 2.2 схемі передбачається, що передавач формує зондуєчий сигнал, який адаптується під характеристики параметра, що підлягає оцінюванню [106]. У якості функції часу і просторових координат, що необхідно виміряти бортовим радаром, обрано комплексний коефіцієнт розсіювання поверхні  $\dot{F}(t, \vec{r})$ , що змінюється в процесі руху літального апарату. Характеристики поверхні змінюють свої статистичні характеристики у різних регіонах та повинні бути задані за допомогою нестаціонарного формуючого фільтра відповідно до моделі (2.2). Залежність параметрів зондуєчого сигналу  $s_{tr}[t, \dot{F}(t, \vec{r})]$ , його форми та основних властивостей від  $\dot{F}(t, \vec{r})$  на цьому етапі не конкретизується.

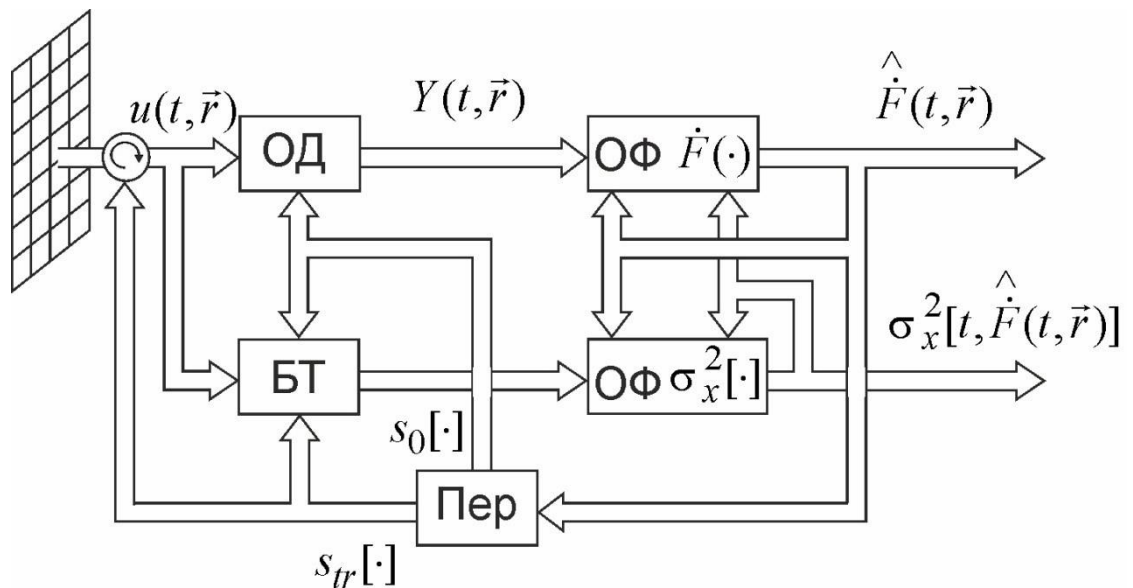


Рисунок 2.2 – Евристична структурна схема аерокосмічного когнітивного радара

Зондуєчий сигнал поширюється в напрямку підстильної поверхні, відбивається від неї і повертається в приймач, що побудований за алгоритмом роботи оптимального дискримінатора. З робіт [99 – 101], що присвячені оптимальній оцінці комплексного коефіцієнта розсіювання, передбачаючи, що  $\dot{F}(t, \vec{r})$  заданий у вигляді функціонально-детермінованої моделі, відомий наступний алгоритм

$$\dot{Y}(t, \vec{r}) = \int_T \left[ \int_{D'} \dot{U}(\tau, \vec{r}') \dot{I}^*(\vec{r}') \exp(-j2k\bar{\mathcal{G}}(\vec{r}, t, \tau) \vec{r}') d\vec{r}' \right] \times \dot{A}^* \left( t - \frac{2R_0(\vec{r}, t, \tau)}{c} \right) \times \\ \times e^{j2k \left( \frac{V^2(t-t_0)^2}{2R_0(\vec{r}, t_0, \tau)} \sin^2 \theta_x(\vec{r}, t_0, \tau) - V(t-t_0) \cos \theta_x(\vec{r}, t_0, \tau) \right)} d\tau, \quad (2.7)$$

де  $\dot{U}(t, \vec{r}')$  – огибаюча прийнятих коливань

$$u(t, \vec{r}') = s_{rec}[t, \dot{F}(t, \vec{r}), \vec{r}'] + n(t, \vec{r}'), \quad (2.8)$$

$$s_{rec}[t, \dot{F}(t, \vec{r}), \vec{r}'] = \Upsilon \{ s_{tr}[t, \dot{F}(t, \vec{r})] \}, \quad (2.9)$$

$\Upsilon\{\cdot\}$  – оператор, що враховує час затримки зондуючого сигналу відповідно до геометрії задачі, просторового положення елементів області реєстрації, амплітудно-фазового розподілу поля в антенній решітці, руху носія радіолокатора,  $\dot{I}(\vec{r}')$  – розподіл амплітуд і фаз у кожній точці приймальної антени з координатами  $\vec{r}'$ ,  $\bar{\mathcal{G}}(\vec{r}, t) = (\theta_x(\vec{r}, t), \theta_y(\vec{r}, t))$  – вектор напрямних косинусів,  $k$  – хвильове число,  $\dot{A}(t)$  – огибаюча зондуючого сигналу,  $R_0(\vec{r}, t)$  – відстань від фазового центру антени до кожної точки поверхні,  $V$  – швидкість руху літального апарату,  $t_0$  – час початку обробки сигналів,  $D'$  – область реєстрації,  $T$  – час накопичення сигналу.

Оптимальний фільтр параметру  $\dot{F}(t, \vec{r})$ , що зображений на рис. 2.2 реалізує наступний алгоритм

$$\frac{d\hat{F}(t, \vec{r})}{dt} = a[t, \hat{F}(t, \vec{r})] + \sigma_x^2[t, \hat{F}(t, \vec{r})] \dot{Y}(t, \vec{r}), \quad (2.10)$$

де  $a[t, \hat{F}(t, \vec{r})]$  визначає апіорний розподіл  $\dot{F}(t, \vec{r})$ .

Блок точності визначає величину, яка обернена до оцінки поточних граничних похибок оцінювання  $\hat{F}(t, \vec{r})$  в кожний момент часу за наступним алгоритмом

$$\hat{\sigma}_x^{-2}[t, \hat{F}(t, \vec{r})] = \frac{2}{N_{0n}(t)} \operatorname{Re} \int_D \int_D \dot{\Psi}(t, \vec{r}_1, \vec{r}_2, \hat{F}(t, \vec{r})) d\vec{r}_1 d\vec{r}_2, \quad (2.11)$$

де  $N_{0n}(t)$  – спектральна щільність потужності внутрішніх шумів приймача,

$$\begin{aligned} \dot{\Psi}(t, \vec{r}_1, \vec{r}_2, \hat{F}(t, \vec{r})) &= \\ &= \int_T \int_D s_0[t, \tau, \hat{F}(t, \vec{r}), \vec{r}'] s_0[t, \tau, \hat{F}(t, \vec{r}), \vec{r}_2, \vec{r}'] d\vec{r}' d\tau \end{aligned} \quad (2.12)$$

– функція невизначеності радіолокаційної системи, що визначає роздільну здатність радіолокаційних зображень за кутовими координатами,  $s_0[\cdot]$  – одиничний сигнал (на вході приймача при  $\hat{F}(t, \vec{r}) = 1$ ).

Оптимальний фільтр оцінок точності реалізується за таким алгоритмом

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{\sigma}_x^2[t, \hat{F}(t, \vec{r})]}{dt} &= 2 \frac{d}{d\hat{F}(t, \vec{r})} \{a[t, \hat{F}(t, \vec{r})]\} \hat{\sigma}_x^2[t, \hat{F}(t, \vec{r})] + \\ &+ \hat{\sigma}_x^4[t, \hat{F}(t, \vec{r})] \hat{\sigma}_x^{-2}[t, \hat{F}(t, \vec{r})] + c[t, \hat{F}(t, \vec{r})] N_{0\xi}(t), \end{aligned} \quad (2.13)$$

де  $c[t, \hat{F}(t, \vec{r})]$  визначає апіорний розподіл параметра  $\hat{F}(t, \vec{r})$ ,  $N_{0\xi}(t)$  – спектральна щільність формуючого шуму.

З аналізу отриманих виразів випливає, що додаткових досліджень вимагає процес аналізу динамічної бази даних стану навколишнього

середовища і визначення апіорно заданих коефіцієнтів  $a[t, \hat{F}(t, \vec{r})]$  і  $c[t, \hat{F}(t, \vec{r})]$  у формулюючому фільтрі функції  $\hat{F}(t, \vec{r})$ . Невизначеними також залишилися операції адаптації приймача до оцінок  $\hat{F}(t, \vec{r})$ , що дозволяє застосувати цю структуру до різноманітних когнітивних процесів у бортовому радарі дистанційного зондування.

Одним із ключових питань роботи когнітивного радара є адаптивна просторова обробка сигналів у площині антенної решітки. Отримати математичні операції адаптивного діаграмоутворення для просторової селекції бажаних об'єктів на радіозображенні та компенсації джерел завадового випромінювання можливо при оцінюванні статистичних характеристик комплексного коефіцієнта розсіювання випадково-неоднорідної поверхні – питомого ефективного перерізу розсіювання. Результати вирішення такої задачі отримані у роботах [103 – 105] і можуть бути евристично адаптовані для роботи когнітивного бортового радара.

**2.1.3 Евристична структура когнітивного багатоканального скатерометра аерокосмічного базування.** Скатерометричні радіотехнічні системи призначені для вимірювання питомої ефективної площі розсіювання – статистичної характеристики комплексного коефіцієнта розсіювання поверхні, що підлягає дослідженню. Оцінки ПЕПР дають змогу досліджувати діелектричні параметри, середньоквадратичні висоти нерівностей, вологість ґрунту, швидкість приводного вітру та інші величини.

При синтезі оптимальних алгоритмів роботи скатерометрів аерокосмічного базування корисні сигнали і завади задаються як випадкові гаусівські процеси через їх кореляційні функції або енергетичні спектри. У разі наявності джерел завадового випромінювання на поверхні, у моделі процесів, що підлягають обробці, також вводяться статистичні характеристики цього випромінювання і їх просторове розташування. Результати оптимізації структури таких систем за наявності та відсутності

джерел завад наведено у роботах [103 – 105]. Зважаючи на ці результати, розроблена евристична структурна схема когнітивного бортового скатерометра з вздовж фюзеляжними антенними решітками [106], яка показана на рис. 2.3.

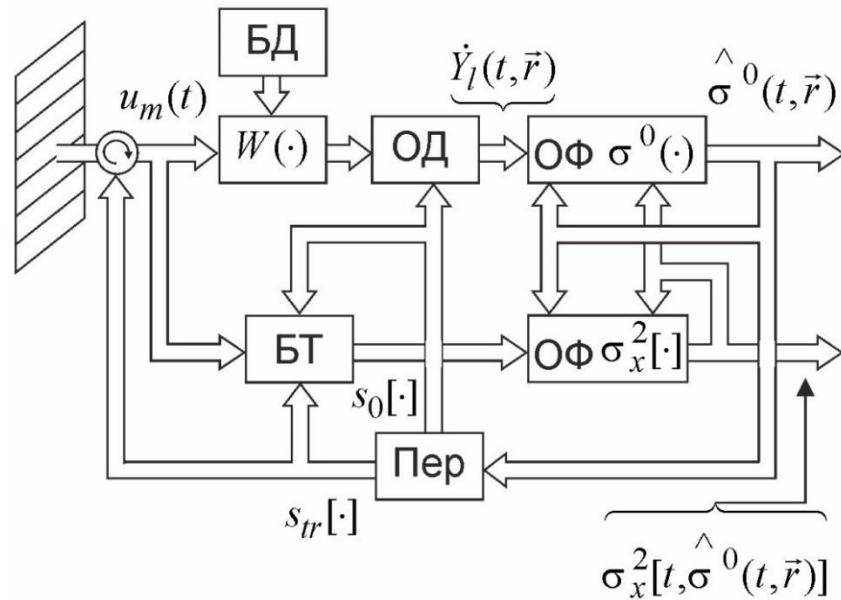


Рисунок 2.3 – Евристична структурна схема аерокосмічного когнітивного скатерометра

Працює схема на рис. 2.3 наступним чином. Адаптивний передавач (Пер) формує зонduючий сигнал, що випромінюється бортовою лінійною антеною решіткою. Відбиваючись від підстильної поверхні зонduючий сигнал приймається антеною решіткою і надходить у адаптивний приймач, який працює за наступним алгоритмом:

$$\begin{aligned}
 \dot{Y}_l(t, \vec{r}) = & \int_T \int_T \left[ \sum_{n=1}^N \left( \sum_{m=1}^M u_m(t_1) W_{mn}(t_1, \sigma^0(\vec{r})) \right) \right] \dot{I}_n^* \times \\
 & \times \exp(j2k \vartheta_{xl}(\vec{r}, t_1, t) x'_n) ] W_T(t_1, t_3, t, \sigma^0(\vec{r})) dt_1 e^{j2\pi f_0 t_3} \times \\
 & \times \exp(j2k(Vt_3 - Vt_0) \cos \theta_{xl}(\vec{r}, t_0, t)) \dot{A}(t_3 - 2R_0(\vec{r}, t_3, t) c^{-1}) \times \\
 & \times \exp \left( -jk \frac{V^2 (t_3 - t_0)^2}{R_0(\vec{r}, t_0, t)} \sin^2 \theta_{xl}(\vec{r}, t_0) \right) dt_3.
 \end{aligned} \tag{2.14}$$

Сигнал на виході з антени  $u_m(t_1)$  декорелюється в просторовому декорелюючому фільтрі  $W_{mn}(t_1, \sigma^0(\vec{r}))$ , тим самим формуючи провали в напрямку джерел завадового випромінювання. Після просторової обробки сигнали декорелюються у часовому декорелюючому фільтрі  $W_T(t_1, t_3, t, \sigma^0(\vec{r}))$ , що адаптивно налаштовує частотну характеристику вхідного тракту під характеристики підстильної поверхні. Подальші операції (2.14) відповідають оптимальному дискримінатору (ОД). Обидва декорелюючі фільтри залежать від апріорних значень  $\sigma^0(\vec{r})$ , які формуються в динамічній базі даних (БД) стану навколишнього середовища.

Оптимальний фільтр параметра, що оцінюється, на рис. 2.3 реалізує наступний алгоритм

$$\frac{d\hat{\sigma}^0(t, \vec{r})}{dt} = a[t, \hat{\sigma}^0(t, \vec{r})] + \sigma_x^2[t, \hat{\sigma}^0(t, \vec{r})] \dot{Y}(t, \vec{r}). \quad (2.15)$$

Блок точності визначає величину, яка обернена до оцінки поточних граничних похибок оцінки  $\hat{\sigma}^0(t, \vec{r})$  в кожний момент часу за наступним алгоритмом

$$\hat{\sigma}_x^{-2}[t, \hat{\sigma}^0(t, \vec{r})] = \frac{2}{N_{0n}(t)} \operatorname{Re} \int \int_{DD} \dot{\Psi}_W(t, \vec{r}_1, \vec{r}_2, \hat{\sigma}^0(t, \vec{r})) d\vec{r}_1 d\vec{r}_2, \quad (2.16)$$

де

$$\begin{aligned} \dot{\Psi}_W(t, \vec{r}_1, \vec{r}_2, \hat{\sigma}^0(t, \vec{r})) = \\ = \int \int_{TD} s_{0W}[t, \tau, \hat{\sigma}^0(t, \vec{r}), \vec{r}_1'] s_{0W}[t, \tau, \hat{\sigma}^0(t, \vec{r}), \vec{r}_2'] d\vec{r}' d\tau, \end{aligned} \quad (2.17)$$

$$\begin{aligned}
& s_{0W}[t, t_1, \vec{r}'_1, \hat{\sigma}^0(t, \vec{r})] = \\
& = \int_T \int_{D'} W(t, t_1, \vec{r}'_1, \vec{r}'_3, \sigma^0(\vec{r})) \dot{s}_0(t, t_3, \vec{r}, \vec{r}'_3) d\vec{r}'_3 dt_3
\end{aligned} \tag{2.18}$$

– опорний сигнал у скатерометричному радарі.

Отримана структура когнітивного бортового радару повністю відповідає ідеології побудови динамічних когнітивних систем. Застосування даних результатів на практиці дозволить вирішувати ряд завдань дистанційного зондування землі за допомогою однієї системи і адаптуватися під умови проведення експериментів і параметри навколишнього середовища.

Далі пропонується вирішити задачі оптимальної вторинної фільтрації просторово-часових сигналів та отримати оптимальні структури когнітивних радарів з потенційними показниками точності їх функціонування.

## 2.2 Оптимізація структури когнітивних радарів з вторинною обробкою сигналів

**2.2.1 Формування проблеми.** За результатами первинних оцінок комплексного коефіцієнта розсіювання підстильної поверхні та при відомих апріорних відомостях про рівняння спостереження

$$\begin{aligned}
& u(t, \vec{r}') = \text{Re} \dot{s} [t, \vec{r}', \dot{F}(\vec{r})] + n(t, \vec{r}') = \\
& = \text{Re} \int_D \dot{F}(\vec{r}) \dot{s}_0(t, \vec{r}, \vec{r}', \dot{F}(\vec{r})) d\vec{r} + n(t, \vec{r}'),
\end{aligned} \tag{2.19}$$

повідомлення

$$\frac{d\dot{F}(\vec{r})}{d\vec{r}} = a[\vec{r}, \dot{F}(\vec{r})] + c[\vec{r}, \dot{F}(\vec{r})] \xi(\vec{r}), \tag{2.20}$$

статистичні характеристики завад

$$R_n(t_1, t_2, \vec{r}_1', \vec{r}_2') = 0,5 N_{0n} \delta(t_1 - t_2) \delta(\vec{r}_1' - \vec{r}_2'), \quad (2.21)$$

надати оптимальну оцінку  $\dot{F}(\vec{r})$  за критерієм мінімуму середньоквадратичної похибки. Комплексний коефіцієнт розсіювання  $\dot{F}(\vec{r})$  будемо вважати марківським дифузним процесом. При цьому для реалізації когнітивної обробки, амплітуду зонduючого сигналу будемо зважувати апріорними значеннями реальної частини комплексного коефіцієнту розсіювання підстильної поверхні, а фазу зонduючого сигналу будемо змінювати відповідно до фази  $\dot{F}(\vec{r})$

$$s_t(t, \dot{F}(\vec{r})) = \text{Re}\{\dot{F}(\vec{r})\} A(t) \cos(2\pi f_0 t + \phi - \phi_F) = \text{Re}\{\dot{F}(\vec{r}) \dot{A}(t) e^{j\omega_0 t}\}. \quad (2.22)$$

В такому випадку одиничний сигнал в (1.19) для геометрії зондування поверхні, що показана на рис. 2.4, матиме вигляд

$$\dot{s}_0(t, \vec{r}, \vec{r}', \dot{F}(\vec{r})) = \dot{F}(\vec{r}) \dot{S}_0(t, \vec{r}, \vec{r}') \exp(j2\pi f_0 t), \quad (2.23)$$

$$\begin{aligned} \dot{S}_0(t, \vec{r}, \vec{r}') &= \varepsilon \dot{I}(\vec{r}') \exp(j2k\bar{\vartheta}(\vec{r}, t)\vec{r}') \dot{A}\left(t - \frac{2R_0(\vec{r}, t)}{c}\right) \times \\ &\times \exp\left(-j2k\left(\frac{V^2(t-t_0)^2}{2R_0(\vec{r}, t_0)} \sin^2 \theta_x(\vec{r}, t_0) - V(t-t_0) \cos \theta_x(\vec{r}, t_0)\right)\right). \end{aligned} \quad (2.24)$$



**2.2.2 Вирішення оптимізаційної задачі.** Відповідно до критерію середньоквадратичної похибки [93 – 96] оптимальна оцінка знаходиться, як умовне середнє:

$$\hat{F}(\bar{\rho}) = \langle \dot{F}(\bar{\rho}) | u(t, \bar{r}') \rangle = \int_{\Phi} \dot{F}(\bar{\rho}) P[\dot{F}(\bar{\rho}) | u(t, \bar{r}')] d\dot{F}(\bar{r}). \quad (2.25)$$

Інтегрування в (2.25) виконується по всім можливим значенням  $\dot{F}(\bar{r}) \in \Phi$ .

Для оцінювання функції  $\hat{F}(\bar{r})$  відповідно до (2.25) для поточних координат  $\bar{r}$  необхідно знати динаміку зміни фінальної апостеріорної щільності ймовірностей  $P[\dot{F}(\bar{r}) | u_0^{\bar{r}}(t, \bar{r}')]$ , де  $u_0^{\bar{r}}(t, \bar{r}')$  – реалізація процесу  $u(t, \bar{r}')$  при відновленні радіозображення поверхні у координатах від 0 до  $\bar{r}$ . Ця щільність ймовірностей знаходиться в результаті вирішення інтегро-диференційного рівняння, що зазвичай називають рівняннями Стратоновича.

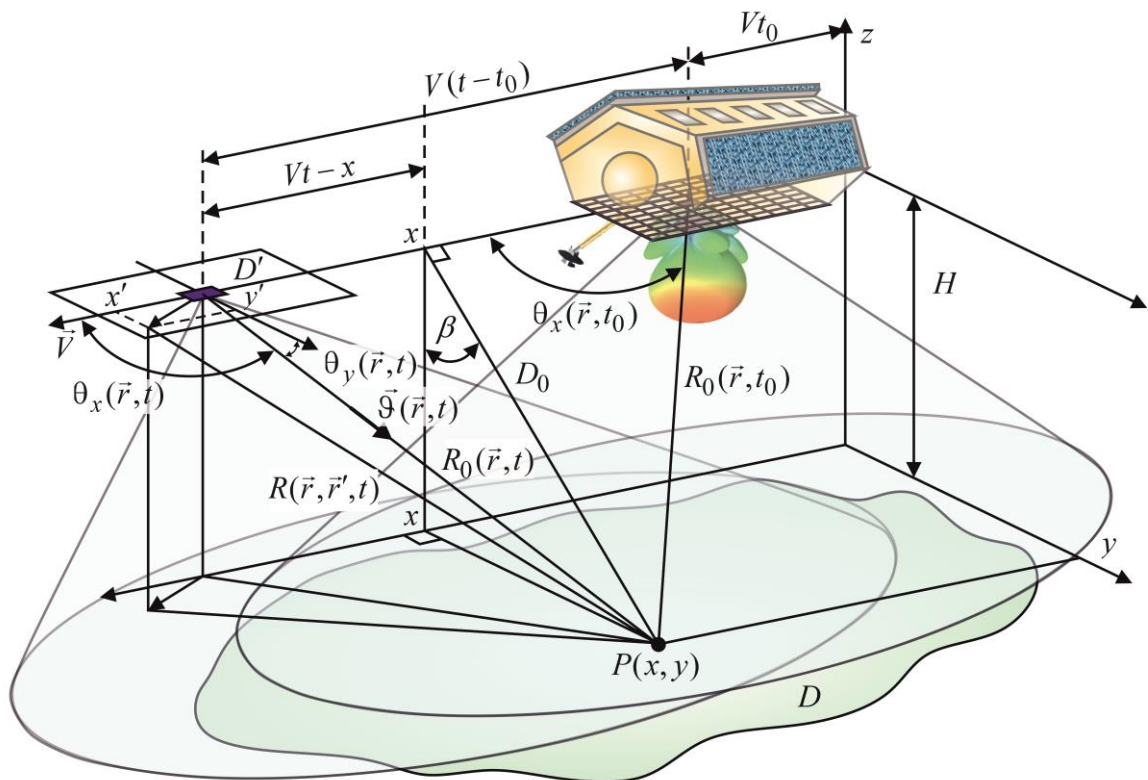


Рисунок 2.4 – Геометрія зондування поверхні

Для визначення  $P[\dot{F}(\vec{r}) | u_0^{\vec{r}}(t, \vec{r}')] ]$  запишемо рівняння спостереження та повідомлення у дискретній формі по відношенню до параметра, що підлягає оцінюванню:

$$\begin{aligned} u(t, \vec{r}') &= \text{Re} \dot{s} \left[ t, \vec{r}', \dot{F}(\vec{r}_v) \right] + n(t, \vec{r}') = \\ &= \text{Re} \sum_{v=0}^{V-1} \dot{F}(\vec{r}_v) \dot{s}_0(t, \vec{r}_v, \vec{r}', \dot{F}(\vec{r}_v)) \Delta \vec{r} + n(t, \vec{r}') \end{aligned} \quad (2.26)$$

або

$$u(t, \vec{r}') = s \left[ t, \vec{r}', \dot{F}_v \right] + n(t, \vec{r}'), \quad (2.27)$$

$$\dot{F}_v = f(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \dot{F}_{v-1}) + c(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \dot{F}_{v-1}) \xi_{v-1}. \quad (2.28)$$

Припустимо, що відома апостеріорна щільність ймовірностей і значення комплексного коефіцієнту розсіювання поверхні для всіх відліків від 0 до  $\vec{r}_{v-1}$ , тобто визначена умовна щільність ймовірностей  $P[\dot{F}_v, u_v(t, \vec{r}') | u_0^{v-1}(t, \vec{r}')] ]$ , де  $u_0^{v-1}(t, \vec{r}') = (u_0(t, \vec{r}'), u_1(t, \vec{r}'), \dots, u_{v-1}(t, \vec{r}'))$ . Розглянемо зазначену умовну щільність ймовірностей і запишемо її на основі правила множення ймовірностей у вигляді

$$P[\dot{F}_v, u_v(t, \vec{r}') | u_0^{v-1}(t, \vec{r}')] = P[\dot{F}_v | u_0^{v-1}(t, \vec{r}')] P[u_v(t, \vec{r}') | \dot{F}_v, u_0^{v-1}(t, \vec{r}')] \quad (2.29)$$

або

$$P[\dot{F}_v, u_v(t, \vec{r}') | u_0^{v-1}(t, \vec{r}')] = P[u_v(t, \vec{r}') | u_0^{v-1}(t, \vec{r}')] P[\dot{F}_v | u_v(t, \vec{r}'), u_0^{v-1}(t, \vec{r}')]. \quad (2.30)$$

Записи умовних щільностей ймовірностей у виразах (2.29) та (2.30) можна спростити

$$P[u_\nu(t, \vec{r}') | \dot{F}_\nu, u_0^{\nu-1}(t, \vec{r}')] = P[u_\nu(t, \vec{r}') | \dot{F}_\nu], \quad (2.31)$$

$$P[\dot{F}_\nu | u_\nu(t, \vec{r}'), u_0^{\nu-1}(t, \vec{r}')] = P[\dot{F}_\nu | u_0^\nu(t, \vec{r}')]. \quad (2.32)$$

Спрощення (2.31) та (2.32) введені у зв'язку з наступним. Корисний сигнал в (2.19) при заданому  $\dot{F}_\nu$  є детермінованою функцією аргументів, а  $n(t, \vec{r}')$  – послідовність дельта-корельованих відліків білого шуму. Тоді  $u(t, \vec{r}')$  при фіксованому значенні  $\dot{F}_\nu$  залежить тільки від поточних значень  $n(t, \vec{r}')$  і не залежить від попередніх.

Сукупність величин  $u_0^\nu(t, \vec{r}')$  включає наступні значення

$$u_0^\nu(t, \vec{r}') = (u_0(t, \vec{r}'), u_1(t, \vec{r}') \dots, u_\nu(t, \vec{r}')). \quad (2.33)$$

Приймаючи до уваги рівність (2.31) і (2.32), отримаємо

$$\begin{aligned} P[\dot{F}_\nu | u_0^\nu(t, \vec{r}')] &= \frac{P[\dot{F}_\nu | u_0^{\nu-1}(t, \vec{r}')] P[u_\nu(t, \vec{r}') | \dot{F}_\nu]}{P[u_\nu(t, \vec{r}') | u_0^{\nu-1}(t, \vec{r}')]} = \\ &= \kappa_1 P[\dot{F}_\nu | u_0^{\nu-1}(t, \vec{r}')] P[u_\nu(t, \vec{r}') | \dot{F}_\nu], \end{aligned} \quad (2.34)$$

де  $\kappa_1 = \frac{1}{P[u_\nu(t, \vec{r}') | u_0^{\nu-1}(t, \vec{r}')]}$  – коефіцієнт, що не залежить від  $\dot{F}_\nu$ .

Щільність ймовірностей  $P[u_\nu(t, \vec{r}') | \dot{F}_\nu]$ , що відносить до спостереження і значень параметра  $\dot{F}_\nu$ , є функцією правдоподібності рівняння спостереження  $u_\nu(t, \vec{r}')$  на інтервалі часу  $(0, T)$  та у просторі

координат планарної антенної решітки  $\vec{r}' \in D'$ . Апостеріорна щільність ймовірностей  $P[\dot{F}_V | u_0^{V-1}(t, \vec{r}')] \in$  по відношенню до останнього інтервалу спостереження  $(\vec{r}_{V-1}, \vec{r}_V)$  апіорною щільністю ймовірностей, так як вона побудована на основі вимірних даних попередніх інтервалів.

Функції правдоподібності для випадку багатоканального прийому розсіяних на підстильній поверхні сигналів бортовою планарною антеною решіткою буде мати наступний вигляд:

$$P[u_V(t, \vec{r}') | \dot{F}_V] = \kappa_2 \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int \int_{TD'} \left[ u_V(t, \vec{r}') - \operatorname{Re} \left\{ \dot{F}_V \dot{s}_0(t, \vec{r}_V, \vec{r}', \dot{F}_V) \Delta \vec{r} \right\} \right]^2 d\vec{r}' dt \right\}. \quad (2.35)$$

Введемо позначення

$$F_{us}(\vec{r}_V, \dot{F}_V) = -\frac{1}{N_0} \int \int_{TD'} \left[ \frac{u_V(t, \vec{r}')}{\sqrt{\Delta \vec{r}}} - \operatorname{Re} \left\{ \dot{F}_V \dot{s}_0(t, \vec{r}_V, \vec{r}', \dot{F}_V) \sqrt{\Delta \vec{r}} \right\} \right]^2 d\vec{r}' dt. \quad (2.36)$$

Для малих значень інтервалів дискретизації  $\Delta \vec{r}$  функція правдоподібності може бути представлена наступним чином

$$P[u_V(t, \vec{r}') | \dot{F}_V] = \kappa_2 \exp \left\{ F_{us}(\vec{r}_V, \dot{F}_V) \Delta \vec{r} \right\} \approx \kappa_2 \left[ 1 + F_{us}(\vec{r}_V, \dot{F}_V) \Delta \vec{r} + \dots \right]. \quad (2.37)$$

Фінальну апостеріорну щільність ймовірностей (1.34) запишемо наступним чином

$$P[\dot{F}_V | u_0^V(t, \vec{r}')] = \kappa P[\dot{F}_V | u_0^{V-1}(t, \vec{r}')] \left[ 1 + F_{us}(\vec{r}_V, \dot{F}_V) \Delta \vec{r} + \dots \right]. \quad (2.38)$$

де  $\kappa = \kappa_1 \kappa_2$ .

Множник  $P[\dot{F}_v | u_0^{v-1}(t, \vec{r}')] ]$  за своїм змістом являє собою екстрапольовану щільність ймовірностей повідомлення (2.28) при умові наявності інформації про рівняння спостереження  $u_0^{v-1}(t, \vec{r}')$  до координат поверхні  $\vec{r}_{v-1}$ . Оскільки спостереження на інтервалі  $[\vec{r}_{v-1}, \vec{r}_v]$  відсутні, то всі наявні відомості про характер зміни щільності ймовірностей на цьому інтервалі зосереджені в апіорному диференційному рівнянні повідомлення (2.28). З цього випливає, що щільність ймовірностей  $P[\dot{F}_v | u_0^{v-1}(t, \vec{r}')] ]$  задовольняє диференціальному рівнянню Фоккера-Планка-Колмогорова [107]

$$\begin{aligned} \frac{\partial P[t, \vec{\lambda} | t_0, \vec{\lambda}_0]}{\partial t} = & - \sum_{i=1}^n \frac{\partial}{\partial \lambda_i} [a_i(t, \vec{\lambda}) P(t, \vec{\lambda} | t_0, \vec{\lambda}_0)] + \\ & + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \frac{\partial^2}{\partial \lambda_i \partial \lambda_j} [b_{ij}(t, \vec{\lambda}) P(t, \vec{\lambda} | t_0, \vec{\lambda}_0)] = L \{ P(t, \vec{\lambda} | t_0, \vec{\lambda}_0) \}, \end{aligned} \quad (2.39)$$

де  $a_i(t, \vec{\lambda})$  – елементи вектору  $\vec{A}[t, \vec{\lambda}]$ ,  $b_{ij}(t, \vec{\lambda})$  елементи матриці  $B[t, \vec{\lambda}] = C(t, \vec{\lambda}) N_{0\xi}(t) C(t, \vec{\lambda})$ ,  $\vec{A}[t, \vec{\lambda}]$  і  $C(t, \vec{\lambda})$  – параметри формуючого фільтра векторного параметру  $\vec{\lambda}$ , що описаний методом простору станів,  $N_{0\xi}(t)$  – коваріаційна матриця вектору формуючих шумів  $\xi(t)$ .

Для малих значень інтервалів часу  $\Delta \vec{r}$  запишемо рівняння (2.39) в наближеному вигляді:

$$\begin{aligned} \left. \frac{\partial P[\vec{r}, \dot{F}(\vec{r})]}{\partial \vec{r}} \right|_{\vec{r}_{v-1}}^{\vec{r}_v} = & \frac{1}{\Delta \vec{r}} [P(\vec{r}_{v-1} + \Delta \vec{r}, \dot{F}_v | u_0^{v-1}(t, \vec{r}')) - P(\vec{r}_{v-1}, \dot{F}_v | u_0^{v-1}(t, \vec{r}'))] \approx \\ & \approx L \{ P(\vec{r}_{v-1}, \dot{F}_v | u_0^{v-1}(t, \vec{r}')) \}. \end{aligned} \quad (2.40)$$

З отриманих виразів слідує

$$\begin{aligned} & P(\vec{r}_{V-1} + \Delta\vec{r}, \dot{F}_V | u_0^{V-1}(t, \vec{r}')) \approx \\ & \approx P(\vec{r}_{V-1}, \dot{F}_V | u_0^{V-1}(t, \vec{r}')) + L \left\{ P(\vec{r}_{V-1}, \dot{F}_V | u_0^{V-1}(t, \vec{r}')) \right\} \Delta\vec{r}. \end{aligned} \quad (2.41)$$

Фінальну апостеріорну щільність ймовірностей (2.38) на ділянці координат  $\vec{r}_V$  з урахуванням (2.41) знаходимо наступним чином:

$$\begin{aligned} & P[\dot{F}_V | u_0^V(t, \vec{r}')] = \\ & = \kappa \left\{ P(\vec{r}_{V-1}, \dot{F}_V | u_0^{V-1}(t, \vec{r}')) + L \left\{ P(\vec{r}_{V-1}, \dot{F}_V | u_0^{V-1}(t, \vec{r}')) \right\} \Delta\vec{r} \right\} \times \\ & \quad \times \left[ 1 + F_{us}(\vec{r}_V, \dot{F}_V) \Delta\vec{r} + \dots \right] \end{aligned} \quad (2.42)$$

Помноживши відповідні вирази і відкинувши доданки з  $\Delta\vec{r}^2$  і більш високого порядку, отримаємо

$$\begin{aligned} & P[\vec{r}_{V-1} + \Delta\vec{r}, \dot{F}_V | u_0^V(t, \vec{r}')] = \\ & = \kappa \left\{ P(\vec{r}_{V-1}, \dot{F}_V | u_0^{V-1}(t, \vec{r}')) + L \left\{ P(\vec{r}_{V-1}, \dot{F}_V | u_0^{V-1}(t, \vec{r}')) \right\} \Delta\vec{r} + \right. \\ & \quad \left. + P(\vec{r}_{V-1}, \dot{F}_V | u_0^{V-1}(t, \vec{r}')) F_{us}(\vec{r}_V, \dot{F}_V) \Delta\vec{r} \right\}. \end{aligned} \quad (2.43)$$

Для визначення коефіцієнту  $\kappa$  виконаємо інтегрування лівої і правої частини (2.43) по всім можливим значенням параметру  $\dot{F}_V \in \Phi$

$$1 = \kappa \left( 1 + 0 + \Delta\vec{r} \int_{\Phi} P(\vec{r}_{V-1}, \dot{F}_V | u_0^{V-1}(t, \vec{r}')) F_{us}(\vec{r}_V, \dot{F}_V) d\dot{F}_V + 0 \right). \quad (2.44)$$

При отриманні (2.44) враховано, що інтеграл від щільності ймовірностей завжди дорівнює 1, а  $\int_{\Phi} L\left\{P(\vec{r}_{v-1}, \dot{F}_v | \dot{F}_0^{v-1})\right\} d\dot{F}_v = 0$ . З (2.44)

випливає, що

$$\kappa = \frac{1}{1 + \Delta\vec{r} \int_{\Phi} P(\vec{r}_{v-1}, \dot{F}_v | u_0^{v-1}(t, \vec{r}')) F_{us}(\vec{r}_v, \dot{F}_v) d\dot{F}_v}. \quad (2.45)$$

Дріб (2.44) розкладається в ряд Тейлора, лінійні члени якого дорівнюють

$$\kappa \approx 1 - \Delta\vec{r} \int_{\Phi} P(\vec{r}_{v-1}, \dot{F}_v | u_0^{v-1}(t, \vec{r}')) F_{us}(\vec{r}_v, \dot{F}_v) d\dot{F}_v. \quad (2.46)$$

Отриманий вираз (2.46) підставимо в (2.43), скоротимо доданки з  $\Delta\vec{r}$  другого і більшого порядку, перенесемо в праву частину складові з  $\Delta\vec{r}$ , розділимо обидві частини нерівності на  $\Delta\vec{r}$  і розглянемо межу рівняння при  $\Delta\vec{r} \rightarrow 0$

$$\begin{aligned} & \lim_{\Delta\vec{r} \rightarrow 0} \frac{P[\vec{r}_{v-1} + \Delta\vec{r}, \dot{F}_v | u_0^v(t, \vec{r}')] - P(\vec{r}_{v-1}, \dot{F}_v | u_0^{v-1}(t, \vec{r}'))}{\Delta\vec{r}} = \\ & = \lim_{\Delta\vec{r} \rightarrow 0} \left\{ L\left\{P(\vec{r}_{v-1}, \dot{F}_v | u_0^{v-1}(t, \vec{r}'))\right\} + P(\vec{r}_{v-1}, \dot{F}_v | u_0^{v-1}(t, \vec{r}')) F_{us}(\vec{r}_v, \dot{F}_v) - \right. \\ & \left. - P(\vec{r}_{v-1}, \dot{F}_v | u_0^{v-1}(t, \vec{r}')) \int_{\Phi} P(\vec{r}_{v-1}, \dot{F}_v | u_0^{v-1}(t, \vec{r}')) F_{us}(\vec{r}_v, \dot{F}_v) d\dot{F}_v \right\} \end{aligned} \quad (2.47)$$

або

$$\begin{aligned} \frac{d P[\dot{F}(\vec{r}) | u_0^{\vec{r}}(t, \vec{r}')] }{d \vec{r}} = L \left\{ P[\dot{F}(\vec{r}) | u_0^{\vec{r}}(t, \vec{r}')] \right\} + \\ + P\left(\dot{F}(\vec{r}) | u_0^{\vec{r}}(t, \vec{r}')\right) \left\{ F_{us}(\vec{r}, \dot{F}(\vec{r})) - \left\langle F_{us}(\vec{r}, \dot{F}(\vec{r})) \right\rangle \right\}, \end{aligned} \quad (2.48)$$

де

$$F_{us}(\vec{r}, \dot{F}(\vec{r})) = -\frac{1}{N_0} \int_T \int_{D'} \left[ \frac{u(t, \vec{r}')}{\sqrt{d\vec{r}}} - \operatorname{Re} \left\{ \dot{F}(\vec{r}) \dot{s}_0(t, \vec{r}, \vec{r}', \dot{F}(\vec{r})) \sqrt{d\vec{r}} \right\} \right]^2 d\vec{r}' dt, \quad (2.49)$$

$$\left\langle F_{us}(\vec{r}, \dot{F}(\vec{r})) \right\rangle = \int_{\Phi} F_{us}(\vec{r}, \dot{F}(\vec{r})) P(\dot{F}(\vec{r}) | u_0^{\vec{r}}(t, \vec{r}')) d\dot{F}(\vec{r}). \quad (2.50)$$

Отримане рівняння (2.48) називається рівнянням Стратоновича. Для визначення оптимальної оцінки параметра  $\dot{F}(\vec{r})$  для координати простору  $\vec{r}$  необхідно вирішити рівняння Стратоновича (2.48) і отримане значення  $P[\dot{F}(\vec{r}(t)) | u_0^{\vec{r}}(t, \vec{r}')]$  підставити в рівняння (2.22). Апостеріорна щільність ймовірностей  $P[\dot{F}(\vec{r}(t)) | u_0^{\vec{r}}(t, \vec{r}')]$  має фундаментальне значення, так як містить всю необхідну інформацію про значення параметра  $\dot{F}(\vec{r})$  в момент часу  $\vec{r}$ , що може бути отримана з рівняння спостереження  $u_0^{\vec{r}}(t, \vec{r}')$  на інтервалі координат  $(0, \vec{r})$ .

Рішення рівняння Стратоновича отримаємо в результаті представлення апостеріорної щільності ймовірностей у вигляді гауссівського розподілу

$$P[\vec{r}, \dot{F}(\vec{r}) | u_0^{\vec{r}}(t, \vec{r}')] = \kappa_3(\vec{r}) e^{-\frac{\left( \dot{F}(\vec{r}) - \hat{\dot{F}}(\vec{r}) \right)^2}{2\sigma_x^2}}, \quad (2.51)$$



де  $\kappa_3(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_x}$ ,  $\sigma_x^2$  – дисперсія похибок фільтрації, та розкладанні в

ряд Тейлора нелінійних функцій параметру  $\dot{F}(\vec{r})$  навколо оцінки  $\hat{\dot{F}}(\vec{r}(t))$  і обмеженні цього ряду першими членами. Введені наступні припущення:

$$a(\vec{r}, \dot{F}(\vec{r})) = a(\vec{r}, \hat{\dot{F}}(\vec{r})) + \frac{d a(\vec{r}, \hat{\dot{F}}(\vec{r}))}{d \hat{\dot{F}}(\vec{r})} \left( \dot{F}(\vec{r}) - \hat{\dot{F}}(\vec{r}) \right), \quad (2.52)$$

$$b(\vec{r}, \dot{F}(\vec{r})) = 0,5 c^2(\vec{r}, \hat{\dot{F}}(\vec{r})) N_{0\xi}(\vec{r}), \quad (2.53)$$

$$F_{us}(\vec{r}, \dot{F}(\vec{r})) = F_{us}(\vec{r}, \hat{\dot{F}}(\vec{r})) + \frac{d F_{us}(\vec{r}, \hat{\dot{F}}(\vec{r}))}{d \hat{\dot{F}}(\vec{r})} \left( \dot{F}(\vec{r}) - \hat{\dot{F}}(\vec{r}) \right) + \frac{1}{2} \frac{d^2 F_{us}(\vec{r}, \hat{\dot{F}}(\vec{r}))}{d \hat{\dot{F}}^2(\vec{r})} \left( \dot{F}(\vec{r}) - \hat{\dot{F}}(\vec{r}) \right)^2. \quad (2.54)$$

Підставляючи вирази (2.52)-(2.54) в рівняння Стратоновича (2.48), розділивши його ліву і праву частини на  $P[\vec{r}, \dot{F}(\vec{r}) | u_0^{\vec{r}}(t, \vec{r}')]$  та прирівнюючи в лівій та правій частинах доданки з однаковими ступенями, отримаємо рівняння оптимальної нелінійної фільтрації

$$\frac{d \hat{\dot{F}}(\vec{r})}{d \vec{r}} = a(\vec{r}, \hat{\dot{F}}(\vec{r})) + \sigma_x^2(\vec{r}, \hat{\dot{F}}(\vec{r})) \frac{d F_{us}(\vec{r}, \hat{\dot{F}}(\vec{r}))}{d \hat{\dot{F}}(\vec{r})} \quad (2.55)$$

і рівняння зміни за просторовими координатами дисперсії похибки фільтрації

$$\begin{aligned} \frac{d\sigma_x^2(\vec{r}, \hat{F}(\vec{r}))}{d\vec{r}} &= 2 \frac{d a(\vec{r}, \hat{F}(\vec{r}))}{d \hat{F}(\vec{r})} \sigma_x^2(\vec{r}, \hat{F}(\vec{r})) + \\ &+ \sigma_x^4(\vec{r}, \hat{F}(\vec{r})) \frac{d^2 F_{us}(\vec{r}, \hat{F}(\vec{r}))}{d\hat{F}^2(\vec{r})} + 0,5 c^2(\vec{r}, \hat{F}(\vec{r})) N_{0\xi}(\vec{r}) . \end{aligned} \quad (2.56)$$

Приймаючи до уваги (2.49) представимо (2.55) і (2.56) наступним чином

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{F}(\vec{r}, \sigma_x^2)}{d\vec{r}} &= a\left(\vec{r}, \hat{F}(\vec{r})\right) + \\ &+ \sigma_x^2\left(\vec{r}, \hat{F}(\vec{r})\right) \frac{4}{N_0} \int \int_{TD'} \left[ u(t, \vec{r}') - \operatorname{Re} \left\{ \hat{F}(\vec{r}) \dot{s}_0(t, \vec{r}, \vec{r}', \hat{F}(\vec{r})) \right\} d\vec{r}' \right] \times \\ &\times \operatorname{Re} \left\{ \dot{s}_0(t, \vec{r}, \vec{r}', \hat{F}(\vec{r})) \right\} d\vec{r}' dt, \end{aligned} \quad (2.57)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\sigma_x^2(\vec{r}, \hat{F}(\vec{r}))}{d\vec{r}} &= 2 \frac{d a(\vec{r}, \hat{F}(\vec{r}))}{d \hat{F}(\vec{r})} \sigma_x^2(\vec{r}, \hat{F}(\vec{r})) + \\ &+ \sigma_x^4(\vec{r}, \hat{F}(\vec{r})) \frac{4}{N_0} \int \int_{TD'} \left[ u(t, \vec{r}') - \operatorname{Re} \left\{ \hat{F}(\vec{r}) \dot{s}_0(t, \vec{r}, \vec{r}', \hat{F}(\vec{r})) \right\} d\vec{r}' \right] \times \\ &\times \operatorname{Re} \left\{ \dot{S}_0(t, \vec{r}, \vec{r}') \exp(j2\pi f_0 t) \right\} - 2 dr \left( \operatorname{Re} \left\{ \dot{s}_0(t, \vec{r}, \vec{r}', \hat{F}(\vec{r})) \right\} \right)^2 d\vec{r}' dt + \\ &+ 0,5 c^2(\vec{r}, \hat{F}(\vec{r})) N_{0\xi}(\vec{r}). \end{aligned} \quad (2.58)$$

Отриманий вираз (2.57) відповідає оптимальному алгоритму нелінійної фільтрації з адаптивним налаштуванням приймача та передавача [108]. Дисперсія похибок вторинної обробки описується виразом (2.58). Алгоритм (2.57) може бути представлений в дискретній формі та реалізований за допомогою сучасних цифрових процесорів.

**2.2.3 Структурна схема когнітивного оцінювання комплексного коефіцієнту відзеркалення поверхні.** Для розробки структурної схеми нелінійної фільтрації перепишемо вираз (1.57) в наступному вигляді:

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{F}(\vec{r}, \sigma_x^2)}{d\vec{r}} &= a(\vec{r}, \hat{F}(\vec{r})) + \\ &+ \sigma_x^2 \left( \vec{r}, \hat{F}(\vec{r}) \right) \frac{4}{N_0} \left\{ \int_T \int_{D'} u(t, \vec{r}') \operatorname{Re} \left\{ \dot{s}_0(t, \vec{r}, \vec{r}', \hat{F}(\vec{r})) \right\} d\vec{r}' dt - \right. \\ &\left. - \int_T \int_{D'} \operatorname{Re} \left\{ \dot{F}(\vec{r}) \dot{s}_0(t, \vec{r}, \vec{r}', \hat{F}(\vec{r})) \right\} \operatorname{Re} \left\{ \dot{s}_0(t, \vec{r}, \vec{r}', \hat{F}(\vec{r})) \right\} d\vec{r} d\vec{r}' dt \right\} \end{aligned} \quad (2.59)$$

або, з урахуванням правила

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

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{F}(\vec{r}, \sigma_x^2)}{d\vec{r}} &= a(\vec{r}, \hat{F}(\vec{r})) + \\ &+ \sigma_x^2 \left( \vec{r}, \hat{F}(\vec{r}) \right) \frac{2}{N_0} \left\{ \operatorname{Re} \int_T \int_{D'} \dot{U}(t, \vec{r}') \dot{S}_0^*(t, \vec{r}, \vec{r}', \hat{F}(\vec{r})) d\vec{r}' dt - \right. \\ &\left. - \operatorname{Re} \hat{F}(\vec{r}) d\vec{r} \int_T \int_{D'} \left| \dot{S}_0(t, \vec{r}, \vec{r}', \hat{F}(\vec{r})) \right|^2 d\vec{r}' dt \right\}. \end{aligned} \quad (2.60)$$

Вираз (2.58) також перепишемо

$$\begin{aligned}
 \frac{d \sigma_x^2(\vec{r}, \hat{F}(\vec{r}))}{d \vec{r}} &= 2 \frac{d a(\vec{r}, \hat{F}(\vec{r}))}{d \hat{F}(\vec{r})} \sigma_x^2(\vec{r}, \hat{F}(\vec{r})) + \\
 &+ \sigma_x^4(\vec{r}, \hat{F}(\vec{r})) \frac{2}{N_0} \left\{ \operatorname{Re} \int_T \int_{D'} \dot{U}(t, \vec{r}') \dot{S}_0^*(t, \vec{r}, \vec{r}') d\vec{r}' dt - \right. \\
 &- d\vec{r} \operatorname{Re} \int_T \int_{D'} \hat{F}(\vec{r}) \dot{S}_0(t, \vec{r}, \vec{r}', \hat{F}(\vec{r})) \dot{S}_0^*(t, \vec{r}, \vec{r}') d\vec{r}' dt - \\
 &\left. - 2 d\vec{r} \operatorname{Re} \int_T \int_{D'} \left| \dot{S}_0(t, \vec{r}, \vec{r}', \hat{F}(\vec{r})) \right|^2 d\vec{r}' dt \right\} + 0,5 c^2(\vec{r}, \hat{F}(\vec{r})) N_{0\xi}(\vec{r}).
 \end{aligned} \tag{2.61}$$

Відповідно до виразів (2.60) та (2.61) розроблено структурну схему нелінійної фільтрації  $\hat{F}(\vec{r})$  з адаптивним передавачем, що зображена на рис. 2.5. На схемі введено наступні позначення: ОД 1 – оптимальний дискримінатор 1, що реалізує наступні математичні операції:

$$\operatorname{Re} \int_T \int_{D'} \dot{U}(t, \vec{r}') \dot{S}_0^*(t, \vec{r}, \vec{r}', \hat{F}(\vec{r})) d\vec{r}' dt,$$

Пер – адаптивний передавач, що генерує зондуєчий сигнал  $s_t(t, \hat{F}(\vec{r}))$ ,

ВЕ – вимірювач енергії, що виконує операції розрахунку енергетики зондуєчого сигналу

$$\int_T \int_{D'} \left| \dot{S}_0(t, \vec{r}, \vec{r}', \hat{F}(\vec{r})) \right|^2 d\vec{r}' dt,$$

$k_1$  – оператор, що реалізує множення вимірної енергії зондуєчого сигналу на  $\hat{F}(\vec{r}) d\vec{r}$  та визначення реальної частини вимірних величин,

ОФ  $\hat{F}(\vec{r})$  – оптимальний фільтр оцінок  $\dot{F}(\vec{r})$ , що реалізує вагове усереднення в фільтрі з імпульсною характеристикою  $\sigma_x^2\left(\vec{r}, \hat{F}(\vec{r})\right) \frac{2}{N_0}$  та екстраполяцію вимірювань відповідно до апіорних характеристик рівняння повідомлення  $a(\vec{r}, \hat{F}(\vec{r}))$ ,

ОД 2 – оптимальний дискримінатор 2, що реалізує наступні математичні операції:

$$\operatorname{Re} \int \int_{T D'} \dot{U}(t, \vec{r}') \dot{S}_0^*(t, \vec{r}, \vec{r}') d\vec{r}' dt,$$

ВЕ – вимірювач енергії, що виконує операції

$$d\vec{r} \operatorname{Re} \int \int_{T D'} \hat{F}(\vec{r}) \dot{S}_0(t, \vec{r}, \vec{r}', \hat{F}(\vec{r})) \dot{S}_0^*(t, \vec{r}, \vec{r}') d\vec{r}' dt,$$

$k_2$  – оператор, що перетворює  $\dot{S}_0(t, \vec{r}, \vec{r}', \hat{F}(\vec{r}))$  в  $\dot{S}_0^*(t, \vec{r}, \vec{r}')$ ,

$k_3$  – оператор, що реалізує множення вимірюваної енергії зондуючого сигналу на  $2 d\vec{r}$  та визначення реальної частини вимірюваних величин,

ОФ  $\sigma_x^2[\cdot]$  – оптимальний фільтр оцінок  $\sigma_x^2(\vec{r}, \dot{F}(\vec{r}))$ , що реалізує вагове усереднення результатів первинних вимірювань в фільтрі з імпульсною характеристикою  $\sigma_x^4(\vec{r}, \hat{F}(\vec{r})) \frac{2}{N_0}$  та екстраполяцію вимірювань відповідно до апіорних характеристик рівняння повідомлення  $a(\vec{r}, \hat{F}(\vec{r}))$  та  $c(\vec{r}, \hat{F}(\vec{r}))$ .

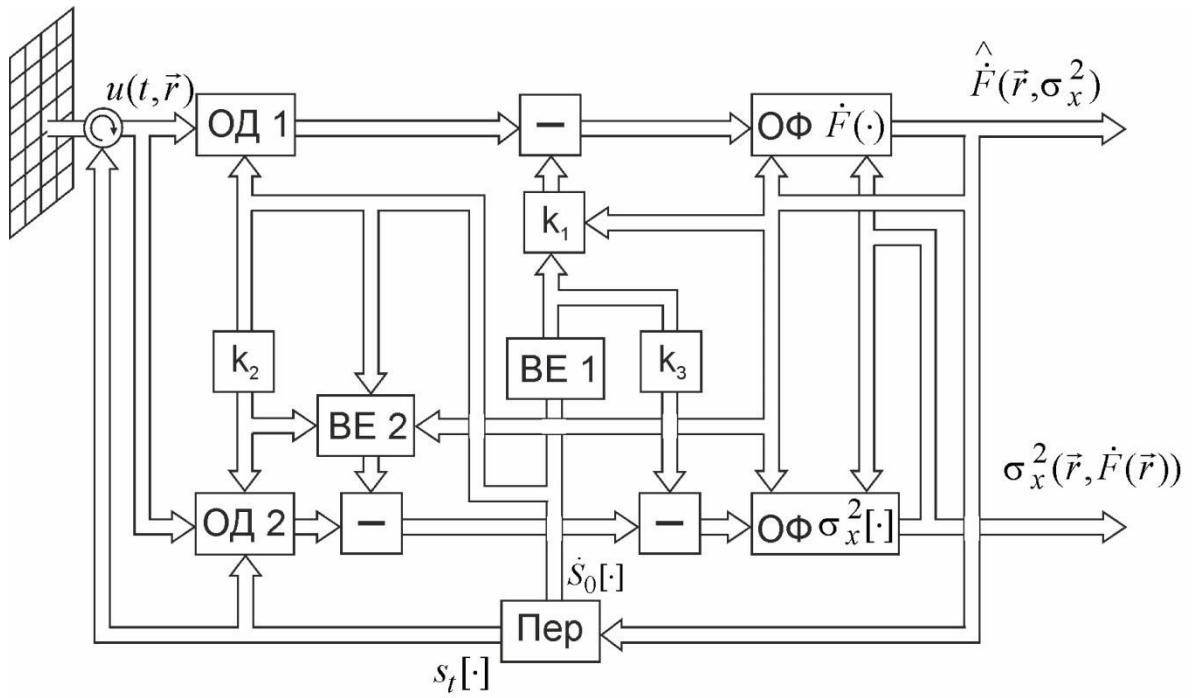


Рисунок 2.5 – Структурна схема нелінійної фільтрації  $\dot{F}(\vec{r})$  та оцінок дисперсії похибок фільтрації  $\sigma_x^2(\vec{r}, \dot{F}(\vec{r}))$

Необхідно зазначити, що в наведеній схемі результати вимірювань  $\dot{F}(\vec{r})$  та  $\sigma_x^2(\vec{r}, \dot{F}(\vec{r}))$  взаємопов'язані перехресними зв'язками.

Оптимальний фільтр  $\dot{F}(\vec{r})$  показано на рис. рис. 2.6.

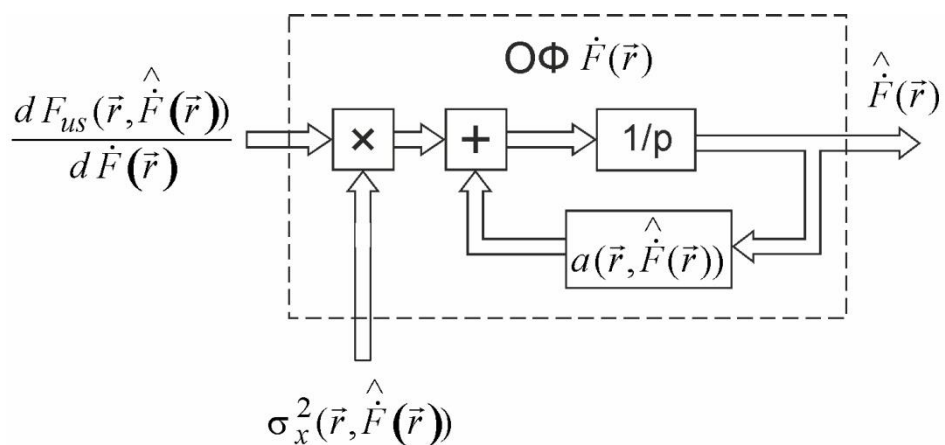


Рисунок 2.6 – Структурна схема оптимального фільтру  $\dot{F}(\vec{r})$

Структура оптимального фільтру  $\sigma_x^2(\vec{r}, \hat{\dot{r}}(\vec{r}))$  показана на рис. 2.7.

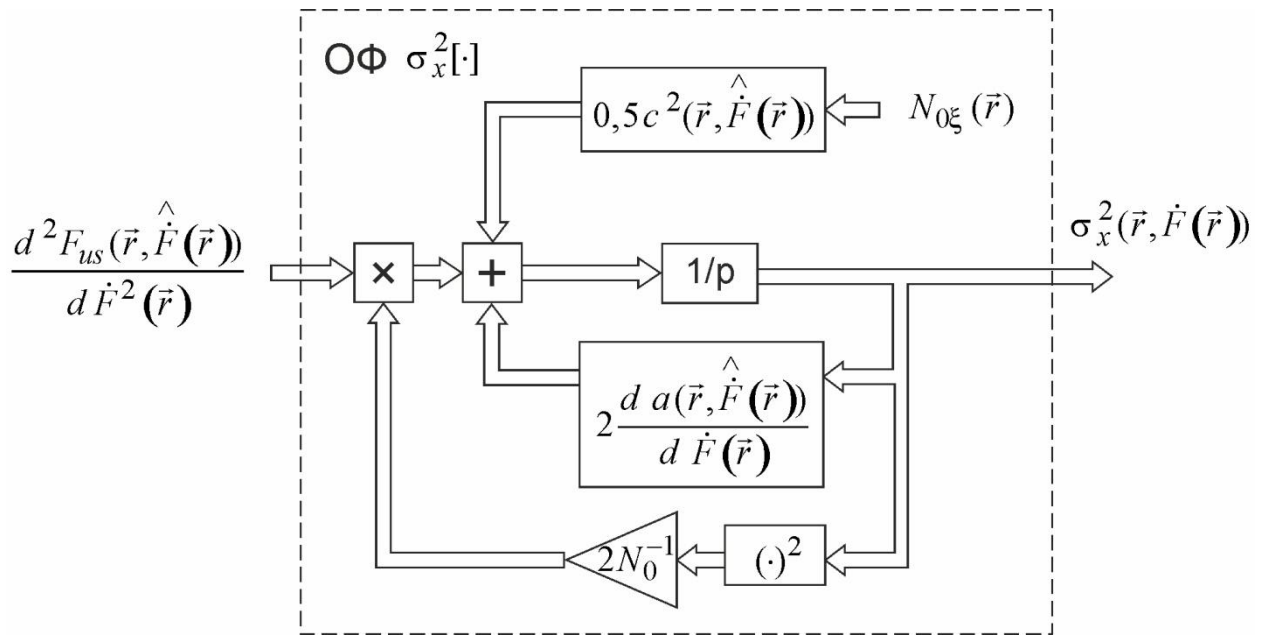


Рисунок 2.7 – Структурна схема оптимального фільтру  $\sigma_x^2(\vec{r}, \hat{\dot{r}}(\vec{r}))$

З аналізу отриманих структурних схем випливає, що в усіх елементах схеми проводяться багатоканальні вимірювання і розрахунки. Первинна просторо-часова обробка прийнятого поля  $u(t, \vec{r}')$  виконується в оптимальному дискримінаторі, що передбачає формування квадратурних компонент комплексних огинаючих прийнятих сигналів, формування узгоджених сигналів  $\dot{S}_0^*(t, \vec{r}, \vec{r}', \hat{\dot{r}}(\vec{r}))$ , що фокусують приймач і антенну решітку на кожну точку поверхні. Первинні оцінки  $\hat{\dot{r}}(\vec{r})$  по кожній з координат фільтруються у багатоканальному нелінійному фільтрі. На всіх етапах обробки оптимальна оцінка  $\hat{\dot{r}}(\vec{r})$  виконується з урахуванням  $\sigma_x^2(\vec{r}, \hat{\dot{r}}(\vec{r}))$ , що характеризує якість обробки по кожному елементу когерентного зображення [109]. Для реалізації отриманих алгоритмів у дискретному вигляді необхідно виконати ряд перетворень та дискретизацію усіх процесів.

## Висновки до розділу

В даному розділі були проаналізовані низка методів когнітивної обробки сигналів та приклади реалізації когнітивних радарів. З огляду відсутності єдиної теорії синтезу когнітивних радарів дистанційного зондування, запропоновано у якості базового математичного апарату використовувати апарат нелінійної фільтрації. Зокрема наведено декілька прикладів можливих схем евристичної побудови когнітивних РСА з когерентною просторово-часовою обробкою. Використовуючи в якості основи гіпотези статистичного синтезу когнітивних радарів у вигляді систем нелінійної фільтрації, сформовано оптимізаційну задачу, визначені моделі сигналів та статистичні характеристики шумів, вирішено оптимізаційну задачу та запропоновано структурну схему когнітивного радару оцінки когерентного зображення підстильних поверхонь. Особливістю отриманих результатів є урахування у основному каналі когнітивного оцінювання поточних похибок фільтрації, що змінюються для кожної точки поверхні.

Практична реалізація отриманих алгоритмів у цифровому вигляді потребує їх дискретизації та перетворення до форми, що характеризує роботу фільтра Калмана. В наступному розділі будуть розроблені оптимальні алгоритми вторинної обробки в дискретному вигляді.



### РОЗДІЛ 3

## РОЗРОБКА ПРАКТИЧНИХ РЕКОМЕНДАЦІЙ ЦИФРОВОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ ОТРИМАНИХ АЛГОРИТМІВ ВТОРИННОЇ ОБРОБКИ У ВИГЛЯДІ ФІЛЬТРА КАЛМАНА

Вирішена оптимізаційна задача синтезу цифрових алгоритмів нелінійної фільтрації комплексного коефіцієнта розсіювання в просторі станів. Визначена модель рівняння спостереження і повідомлення. Показано, що в дискретному випадку неможливо врахувати усі нелінійні перетворення величин між відліками процесів, що підлягають спостереженню, і запропоновано синтезувати для поставленої задачі розширений фільтр Калмана, що враховує перші дві складові розкладання в ряд радіолокаційного зображення і прийнятого корисного сигналу. Адаптивний алгоритм фільтрації комплексного коефіцієнту віддзеркалення виконується з урахуванням дисперсії похибки оцінювання, що одночасно вимірюється у другому каналі приймача. На основі отриманих оптимальних операцій роботи фільтра Калмана розроблено структурну схему, що передбачає дискретизацію сигналів на виході антенної решітки.

### **3.1 Формування задачі оптимізації нелінійної фільтрації в просторі станів**

Останні 10 років спостерігається значний технічний прорив у розвитку та виробництві SDR-систем – цифрових приймально-передавальних пристроях з можливістю програмного керування їх основними параметрами. Це надає нові можливості створення адаптивних та когнітивних радіосистем. Особливо актуальною стала проблема синтезу інформаційно-вимірювальних пристроїв в умовах неповної визначеності стану об'єкта вимірювання та навколишнього середовища. Дослідження параметрів поверхонь з плинними за часом та простором параметрів стає неефективним або навіть неможливим

без врахування їх поведінки в динаміці, без врахування інформації про стан навколишнього середовища і збуджуючих факторів. В зв'язку з цим задача оптимальної цифрової нелінійної фільтрації доволі актуальна та привертає до себе увагу дослідників різноманітних галузей техніки.

На першому етапі розвитку методів побудови статистично оптимальних систем фільтрації первинних оцінок параметрів об'єктів спостереження широко використовувалися ідеї Н. Вінера. Переважали частотні методи дослідження з використанням звичайних диференціальних рівнянь чи передавальних функцій. Основний недолік цих методів у тому, що, зазвичай, вони надають фізичний зміст фільтрації, використовуючи аналітичні рівняння, що потребують додаткового синтезу фізично-реалізуємих фільтрів. Крім того, їх важко застосувати до задач високої розмірності, коли виконується фільтрація двох та більше параметрів. Систематизований виклад «скалярних» методів оптимальної фільтрації та ідентифікації можна знайти, наприклад, в [110].

З появою робіт Калмана, стимульованих, своєю чергою, бурхливим розвитком засобів обчислювальної техніки, з'явилася можливість розв'язання задач статистично оптимальних оцінок параметрів об'єктів дослідження у часовій області та скільки завгодно великої розмірності (розмірність обмежується можливістю обчислювальних засобів). Сьогодні фільтри Калмана ефективно використовуються майже в кожній навігаційній системі літаків і космічних кораблів [111]. Інтерес до фільтрів Калмана можна пояснити принаймні двома основними причинами:

- 1) по-перше, зростаючою необхідністю підвищення ефективності обробки даних бортових вимірювальних приладів космічних літальних апаратів, літаків та інших рухомих об'єктів;

- 2) по-друге, дуже зручною рекурентною формою фільтра Калмана, що дозволяє успішно використовувати цифрові процесори. Поточна оптимальна оцінка знаходиться відразу після кожного попереднього вимірювання. При цьому немає потреби запам'ятовувати велику кількість даних або інвертувати

матриці високої розмірності. Важливою перевагою фільтра Калмана є можливість оцінки стану системи в реальному часі.

Фільтр Калмана можна описати як метод (апаратуру, програму обчислень) для обробки результатів вимірювань, що спотворені завадами. Ця обробка повинна здійснюватися таким чином, що оцінка деякої змінної була оптимальною за критерієм мінімуму середньоквадратичної похибки. Фільтр Калмана може застосовуватися для вирішення низки задач:

1) фільтрація, інтерполяція, згладжування, екстраполяція (прогноз) безперервних сигналів та дискретних повідомлень;

2) оцінювання стану, необхідне для реалізації алгоритмів оптимального налаштування вимірювачів у випадках, коли деякі або навіть всі компоненти вектора стану об'єкта спостереження не піддаються безпосередньому виміру;

3) об'єднання результатів вимірювань деякою змінною декількома вимірювальними приладами, що різняться типами похибок (наприклад, у задачах дистанційного зондування – радари, скатерометри, доплерівські вимірювачі параметрів рухомих об'єктів, радіометри);

4) оцінювання параметрів шляхом переходу від вектора станів до вектора параметрів.

Відомий зв'язок фільтра Калмана і фільтра Вінера представлено в роботах [111, 112]. У класичній задачі оптимальної фільтрації Вінера передбачається, що корисний вхідний сигнал  $s(t)$  і накладена на нього завада  $n(t)$  – стаціонарні випадкові функції часу, тобто їх статистичні властивості не залежать від часу, і їх спектральні щільності відомі. Фільтр  $h(t, \tau)$  вважається лінійним, стаціонарним і фізично може бути реалізованим. Отже його можна охарактеризувати ваговою функцією  $h(t - \tau)$ . Якщо вважати, що  $s(t)$  і  $n(t)$  є реалізаціями ергодичною випадкового процесу, то в якості критерію оптимальності можна прийняти критерій мінімуму середнього значення квадрата похибки  $\min \langle \varepsilon^2(t) \rangle$ . При  $h(t) = s(t)$  і  $x(t) = \hat{h}(t) = \hat{s}(t)$  цей критерій зводиться до мінімізації

$$M[\varepsilon^2] = M[\{\hat{s}(t) - s(t)\}], \quad (3.1)$$

де  $\hat{s}(t) = x(t) = \int_0^{\infty} u(t - \lambda)h(\lambda)d\lambda$ ,  $u(t) = s(t) + n(t)$ ,  $\hat{s}(t)$  – оцінка

корисного вхідного сигналу,  $h(t)$  – бажаний сигнал на виході фільтра,

$\hat{h}(t) = \hat{s}(t)$  – оцінка цього сигналу .

Необхідною та достатньою умовою мінімуму середньоквадратичної похибки є

$$R_{xm}(\tau) = \int_0^{\infty} R_m(\tau - \lambda)h(\lambda)d\lambda, \quad (3.2)$$

тобто рівняння Вінера-Хопфа,  $R_m(\tau - \lambda)$  і  $R_{xm}(\tau)$  – кореляційна і взаємно кореляційна функції. Вирішення цього рівняння щодо  $h(\lambda)$  – не просте завдання, тому зазвичай переходять у частотну область. Умова фізичної реалізації у цьому випадку вносить серйозні ускладнення. Отриманий таким чином фільтр Вінера

$$\dot{H}_{opt}(j\omega) = \frac{G_s(\omega)}{G_s(\omega) + G_n(\omega)}, \quad (3.3)$$

оптимальний для сигналів з гаусівським розподілом. Зазначимо деякі особливості вінерівського методу фільтрації:

1) передбачається, що апріорна інформація про сигнал і шум задана в термінах кореляційних функцій та спектральних щільностей. У цьому виникає завдання факторизації спектральної щільності, тобто. визначення умов, за яких спектральну щільність можна подати у вигляді

$$G_s(\omega) = \Psi(j\omega)\Psi(-j\omega); \quad (3.4)$$

2) визначення оптимального фільтра недостатньо добре підходить для цифрових обчислень;

3) пошук оптимального фільтра закінчується визначенням вагової функції  $h(t)$  чи передавальної функції  $\dot{H}(j\omega)$ ; синтез реального фільтра у цьому випадку може бути дуже непростим;

4) метод не поширюється на нестационарні сигнали;

5) метод можна використовувати для об'єктів з багатьма входами та виходами, хоча це й ускладнює обчислення.

Особливості фільтра Калмана:

1) дозволяє отримати рішення розглянутого завдання. Однак це завдання формулюється і вирішується у просторі змінних станів;

2) на відміну від методу Вінера, фільтр Калмана легко поширюється на випадок нестационарних сигналів. Зазвичай фільтр Калман нестационарний;

3) фільтр Калмана має рекурентну форму, завдяки чому зручний для програмування на цифрових процесорах. Нові оцінки отримуються коригуванням старих на основі нових спостережень. Немає необхідності зберігати весь масив даних, що спостерігалися, і, отже, вимоги до пам'яті і машинного часу досить прості;

4) алгоритм фільтрації одночасно є безпосереднім описом способу реалізації фільтра,

5) поширення фільтра на багатовимірний випадок не становить труднощів;

6) коефіцієнт підсилення фільтра Калмана не залежить від спостережень і може обчислюватися наперед для всієї процедури оцінювання одночасно;

7) залежність від часу, наприклад, динамічної матриці стану об'єкта спостереження не вносить принципових змін, принаймні в тому випадку, коли ця залежність повністю відома;

8) оцінка лінійна щодо спостережень, що пов'язано з припущенням про нормальність розподілу аналізованих випадкових величин. І тут фільтр Калмана оптимальний у сенсі найменших квадратів. При відмінних від нормального розподілу отримуємо фільтр, оптимальний у класі лінійних фільтрів.

Описані переваги фільтра Калмана дозволили знайти його найширше застосування. У цьому дослідженні фільтр Калмана розглянемо на прикладі адаптивної фільтрації когерентного зображення підстильної поверхні.

Передбачається, що існує нелінійна динамічна система з дискретними відліками параметра, що підлягає оцінюванню:

$$\dot{F}_v = f(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \dot{F}_{v-1}) + c(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \dot{F}_{v-1}) \xi_{v-1}, \quad (3.5)$$

де  $v = 1, \dots, N$ ,  $\xi_{v-1}$  – дискретний білий шум з нульовим середнім і дисперсією  $\sigma_{\xi_{v-1}}^2 = \frac{N_{0\xi}(\vec{r}_{v-1})}{\Delta t}$ . Будемо вважати, що існує новий процес

$\xi_v = c(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \dot{F}_{v-1}) \xi_{v-1}$  з дисперсією  $\sigma_{\xi_v}^2 = \frac{N_{0\xi}(\vec{r}_{v-1})}{2\Delta\vec{r}}$ , що також є

нормальним і в загальному випадку незалежним від  $\dot{F}_{v-1}$ . В такому випадку нове дискретне рівняння повідомлення має вигляд

$$\dot{F}_v = f(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \dot{F}_{v-1}) + \xi_v. \quad (3.6)$$

Прийняте рівняння спостереження має вигляд

$$u_{v,ik} = s_{ik}(\dot{F}_v) + n_{ik}, \quad (3.7)$$

де  $n_{ik}$  – дискретний білий шум з нульовим середнім і дисперсією

$$\sigma_n^2 = \frac{N_{0n}}{2\Delta t \Delta \vec{r}}.$$

З результатів дослідження в [93 – 96] відомо, що при нелінійній фільтрації виникає необхідність вирішення інтегралів типу

$$I(\lambda) = \int f(\lambda) P(\lambda, \langle \lambda \rangle, \sigma_\lambda^2) d\lambda. \quad (3.8)$$

Апроксимаційні алгоритми, що запропоновані для вирішення (3.8), відомі під загальною назвою гаусівських нелінійних фільтрів Калмана, до яких відноситься розширений фільтр Калмана, сигма-точковий фільтр Калмана, гаусівські фільтри часток. Для нашої задачі розглянемо розширений фільтр Калмана.

Сутність розширеного фільтру Калмана полягає в лінеаризації нелінійних функцій в рівняннях повідомлення і спостереження. Метод лінеаризації, що застосовується, вимагає, щоб функції  $\dot{F}_v$  і  $s_{ik}(\dot{F}_v)$  були двічі безперервно диференційовані. Запишемо нелінійні функції наступним чином

$$f(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \dot{F}_{v-1}) = f(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \dot{F}_0) + \left. \frac{df(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \dot{F}_{v-1})}{d\dot{F}_{v-1}} \right|_{\dot{F}_{v-1}=\dot{F}_0} (\dot{F}_{v-1} - \dot{F}_0), \quad (3.9)$$

$$s_{ik}(\dot{F}_v) = s_{ik}(\dot{F}_0) + \left. \frac{ds_{ik}(\dot{F}_v)}{d\dot{F}_v} \right|_{\dot{F}_v=\dot{F}_0} (\dot{F}_v - \dot{F}_0). \quad (3.10)$$

Інші члени розкладання в ряд в (3.9), (3.10) не враховуються. Зазвичай

в розширеному фільтрі Калмана у якості  $\dot{F}_0$  обирають екстрапольовану оцінку  $\hat{\dot{F}}_{v\text{ext}}$  на відповідних кроках дискретизації:

$$f(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \dot{F}_{v-1}) = f(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \hat{\dot{F}}_{v-1\text{ext}}) + \left. \frac{df(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \dot{F}_{v-1})}{d\dot{F}_{v-1}} \right|_{\dot{F}_{v-1} = \hat{\dot{F}}_{v-1\text{ext}}} (\dot{F}_{v-1} - \hat{\dot{F}}_{v-1\text{ext}}), \quad (3.11)$$

$$s_{ik}(\dot{F}_v) = s_{ik}(\hat{\dot{F}}_{v\text{ext}}) + \left. \frac{ds_{ik}(\dot{F}_v)}{d\dot{F}_v} \right|_{\dot{F}_v = \hat{\dot{F}}_{v\text{ext}}} (\dot{F}_v - \hat{\dot{F}}_{v\text{ext}}), \quad (3.12)$$

$$\dot{F}_v = f(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \hat{\dot{F}}_{v-1\text{ext}}) + \left. \frac{df(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \dot{F}_{v-1})}{d\dot{F}_{v-1}} \right|_{\dot{F}_{v-1} = \hat{\dot{F}}_{v-1\text{ext}}} (\dot{F}_{v-1} - \hat{\dot{F}}_{v-1\text{ext}}) + \xi_v. \quad (3.13)$$

Екстрапольовану оцінку вектору стану функції  $\dot{F}_v$  представимо наступним чином

$$\hat{\dot{F}}_{v\text{ext}} = f(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \hat{\dot{F}}_{v-1}). \quad (3.14)$$

Приймаючи до уваги (3.14) запишемо (3.13) наступним чином

$$\dot{F}_v = \hat{\dot{F}}_{v\text{ext}} + \left. \frac{df(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \dot{F}_{v-1})}{d\dot{F}_{v-1}} \right|_{\dot{F}_{v-1} = \hat{\dot{F}}_{v-1\text{ext}}} (\dot{F}_{v-1} - \hat{\dot{F}}_{v-1\text{ext}}) + \xi_v. \quad (3.15)$$



Позначимо відхилення істинного значення  $\dot{F}_v$  від екстрапольованого  $\hat{\dot{F}}_{v\ ext}$  величиною  $\delta\dot{F}_v = \dot{F}_v - \hat{\dot{F}}_{v\ ext}$ . В такому випадку

$$\dot{F}_v = \hat{\dot{F}}_{v\ ext} + \left. \frac{d f(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \dot{F}_{v-1})}{d \dot{F}_{v-1}} \right|_{\dot{F}_{v-1} = \hat{\dot{F}}_{v-1\ ext}} \delta\dot{F}_{v-1} + \xi_v, \quad (3.16)$$

і

$$\delta\dot{F}_v = \left. \frac{d f(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \dot{F}_{v-1})}{d \dot{F}_{v-1}} \right|_{\dot{F}_{v-1} = \hat{\dot{F}}_{v-1\ ext}} \delta\dot{F}_{v-1} + \xi_v, \quad (3.17)$$

$$u_{v,ik} = s_{ik}(\hat{\dot{F}}_{v\ ext}) + \left. \frac{d s_{ik}(\dot{F}_v)}{d \dot{F}_v} \right|_{\dot{F}_v = \hat{\dot{F}}_{v\ ext}} \delta\dot{F}_v + n_{ik}, \quad (3.18)$$

$$\delta u_{v,ik} = \left. \frac{d s_{ik}(\dot{F}_v)}{d \dot{F}_v} \right|_{\dot{F}_v = \hat{\dot{F}}_{v\ ext}} \delta\dot{F}_v + n_{ik}, \quad (3.19)$$

де

$$\delta u_{v,ik} = u_{v,ik} - s_{ik}(\hat{\dot{F}}_{v\ ext}). \quad (3.20)$$

Таким чином вихідними рівняннями для синтезу розширеного фільтра Калмана комплексного коефіцієнта розсіювання  $\dot{F}(\vec{r})$  є наступні:

$$\delta\dot{F}_v = f^{(1)}(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \hat{\dot{F}}_{v-1\ ext}) \delta\dot{F}_{v-1} + \xi_v, \quad (3.21)$$

$$\delta u_{v,ik} = s_{ik}^{(1)}(\hat{F}_{v ext}) \delta \dot{F}_v + n_{ik}, \quad (3.22)$$

де

$$f^{(1)}(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \hat{F}_{v-1 ext}) = \left. \frac{df(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \dot{F}_{v-1})}{d\dot{F}_{v-1}} \right|_{\dot{F}_{v-1} = \hat{F}_{v-1 ext}},$$

$$s_{ik}^{(1)}(\hat{F}_{v ext}) = \left. \frac{ds_{ik}(\dot{F}_v)}{d\dot{F}_v} \right|_{\dot{F}_v = \hat{F}_{v ext}} \quad - \text{величини, що вважаються відомими.}$$

### 3.2 Синтез оптимального розширеного фільтра Калмана

Оптимальний алгоритм фільтрації дискретних відліків  $\delta \dot{F}_v$  отримаємо, так само, як і в першому розділі цього звіту, тобто аналізуючи вирази для апостеріорної щільності ймовірностей  $P(\delta \dot{F}_v | \delta u_{1,ik}^v)$  у припущенні її представлення у формі нормального розподілу. Вираз для  $P(\delta \dot{F}_v | \delta u_{1,ik}^v)$  слідує з формули Байєса

$$P(\delta \dot{F}_v | \delta u_{1,ik}^v) = \frac{P(\delta \dot{F}_v | \delta u_{1,ik}^{v-1}) P(\delta u_{v,ik} | \delta \dot{F}_v)}{P(\delta u_{v,ik} | \delta u_{1,ik}^{v-1})}. \quad (3.23)$$

Параметр  $\dot{F}_v$  не входить в  $P(\delta u_{v,ik} | \delta u_{1,ik}^{v-1})$ , тому співмножник  $\frac{1}{P(\delta u_{v,ik} | \delta u_{1,ik}^{v-1})}$  можна включити в константу  $c_1$ . Умовна щільність ймовірностей  $P(\delta \dot{F}_v | \delta u_{1,ik}^{v-1})$  знаходиться за наступним виразом:

$$P(\delta \dot{F}_v | \delta u_{1,ik}^{v-1}) = \int_{-\infty}^{\infty} P(\delta \dot{F}_{v-1} | \delta u_{1,ik}^{v-1}) P(\delta \dot{F}_v | \delta \dot{F}_{v-1}) d\delta \dot{F}_{v-1}. \quad (3.24)$$

Визначимо спочатку  $P(\delta\dot{F}_{v-1} | \delta u_{1,ik}^{v-1})$ . Відповідно до (3.21) всі значення  $\delta\dot{F}_v$  отримані в результаті лінійного перетворення послідовності незалежних нормально розподілених випадкових значень  $\xi_v$ . В такому випадку послідовність  $\delta\dot{F}_v$  також буде розподілена за нормальним законом. В (3.23)  $\delta u_{v,ik}$  є сумою двох взаємно незалежних нормально розподілених випадкових величин  $s_{ik}^{(1)}(\hat{F}_{v ext}) \delta\dot{F}_v$  і  $n_{ik}$ . Тому сукупність випадкових величин  $\delta u_{v,ik}$  і  $\delta\dot{F}_v$  є також нормальною.

За правилом множення ймовірностей маємо

$$P(\delta\dot{F}_{v-1}, \delta u_{1,ik}^{v-1}) = P(\delta u_{1,ik}^{v-1}) P(\delta\dot{F}_{v-1} | \delta u_{1,ik}^{v-1}), \quad (3.25)$$

тобто

$$P(\delta\dot{F}_{v-1} | \delta u_{1,ik}^{v-1}) = \frac{P(\delta\dot{F}_{v-1}, \delta u_{1,ik}^{v-1})}{P(\delta u_{1,ik}^{v-1})}, \quad (3.26)$$

де  $\delta u_{1,ik}^{v-1}$  – послідовність спостережень  $\delta u_{1,ik}, \delta u_{2,ik}, \dots, \delta u_{v-1,ik}$ .

Відомо, що умовні щільності ймовірностей спільно нормальних випадкових величин є також нормальними. Тому щільність ймовірностей  $P(\delta\dot{F}_{v-1} | \delta u_{1,ik}^{v-1})$  в (3.26) також нормальна і має вигляд

$$P(\delta\dot{F}_{v-1} | \delta u_{1,ik}^{v-1}) = c_1 \exp \left\{ - \frac{\left( \delta\dot{F}_{v-1} - m_{\delta\dot{F}_{v-1} | \delta u_{1,ik}^{v-1}} \right)^2}{2\sigma_{\delta\dot{F}_{v-1} | \delta u_{1,ik}^{v-1}}^2} \right\}, \quad (3.27)$$

де  $c_1$  – нормуюча константа,

$$m_{\delta\dot{F}_{v-1}|\delta u_{1,ik}^{v-1}} = \int_{\Phi} \delta\dot{F}_{v-1} P(\delta\dot{F}_{v-1} | \delta u_{1,ik}^{v-1}) = \hat{\delta\dot{F}_{v-1}} \quad (3.28)$$

– умовне математичне сподівання, що є оптимальною оцінкою  $\hat{\delta\dot{F}_{v-1}}$ ,

$$\sigma_{\delta\dot{F}_{v-1}|\delta u_{1,ik}^{v-1}}^2 = \int_{\Phi} \left( \delta\dot{F}_{v-1} - m_{\delta\dot{F}_{v-1}|\delta u_{1,ik}^{v-1}} \right)^2 P(\delta\dot{F}_{v-1} | \delta u_{1,ik}^{v-1}), \quad (3.29)$$

Зауважимо, що для нормальної щільності ймовірностей найімовірніше значення випадкової величини співпадає з математичним сподіванням. Тому отримана оцінка буде оптимальною за критерію максимуму апостеріорної щільності ймовірностей.

Умовну щільність ймовірностей  $P(\delta\dot{F}_v | \delta\dot{F}_{v-1})$  знаходимо з рівняння (3.21), відповідно до якого  $\delta\dot{F}_v$ , при фіксованому значенні  $\delta\dot{F}_{v-1}$  представляє собою суму невинного доданку  $f^{(1)}(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \hat{F}_{v-1ext}) \delta\dot{F}_{v-1}$  і гаусівського шуму  $\xi_v$  з нульовим математичним сподіванням і дисперсією  $\sigma_{\xi_v}^2$ . Тому

$$P(\delta\dot{F}_v | \delta\dot{F}_{v-1}) = c_2 \exp \left\{ - \frac{\left( \delta\dot{F}_v - f^{(1)}(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \hat{F}_{v-1ext}) \delta\dot{F}_{v-1} \right)^2}{2\sigma_{\xi_v}^2} \right\}. \quad (3.30)$$

Підставляючи щільності ймовірностей (3.27) і (3.30) в (3.24), отримаємо

$$\begin{aligned}
 P(\delta\dot{F}_v | \delta u_{1,ik}^{v-1}) &= \int_{-\infty}^{\infty} c_1 \exp \left\{ -\frac{\left( \delta\dot{F}_{v-1} - \delta\hat{\dot{F}}_{v-1} \right)^2}{2\sigma_{\delta\dot{F}_{v-1}|\delta u_{1,ik}^{v-1}}^2} \right\} \times \\
 &\times c_2 \exp \left\{ -\frac{\left( \delta\dot{F}_v - f^{(1)}(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \hat{\dot{F}}_{v-1 ext}) \delta\dot{F}_{v-1} \right)^2}{2\sigma_{\xi_{v-1}}^2} \right\} d\dot{F}_{v-1} = \\
 &= c_3 \exp \left\{ -\frac{\left( \delta\dot{F}_v - f^{(1)}(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \hat{\dot{F}}_{v-1 ext}) \delta\hat{\dot{F}}_{v-1} \right)^2}{2 \left( \left( f^{(1)}(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \hat{\dot{F}}_{v-1 ext}) \right)^2 \sigma_{\delta\dot{F}_{v-1}|\delta u_{1,ik}^{v-1}}^2 + \sigma_{\xi_{v-1}}^2 \right)} \right\}. \quad (3.31)
 \end{aligned}$$

Умовна щільність ймовірностей  $P(\delta u_{v,ik} | \delta\dot{F}_v)$  є функцією правдоподібності. Для геометрії зондування на рис. 2.4 і рівняння спостереження  $\delta u_{v,ik}$  (3.22) функція правдоподібності має вигляд

$$P(\delta u_{v,ik} | \delta\dot{F}_v) = c_4 \exp \left\{ -\frac{\sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^M \left( \delta u_{v,ik} - s_{ik}^{(1)}(\hat{\dot{F}}_{v ext}) \delta\dot{F}_v \right)^2}{2\sigma_n^2} \right\}. \quad (3.32)$$

Підставляючи (3.31) і (3.32) в (3.23) отримаємо

$$\begin{aligned}
 P(\delta \dot{F}_v | \delta u_{1,ik}^v) &= c_1 \times \\
 &\times c_3 \exp \left\{ - \frac{\left( \delta \dot{F}_v - f^{(1)}(\bar{r}_v, \bar{r}_{v-1}, \hat{F}_{v-1 ext}) \delta \dot{F}_{v-1} \right)^2}{2 \left( \left( f^{(1)}(\bar{r}_v, \bar{r}_{v-1}, \hat{F}_{v-1 ext}) \right)^2 \sigma_{\delta \dot{F}_{v-1} | \delta u_{1,ik}^{v-1}}^2 + \sigma_{\xi_{v-1}}^2 \right)} \right\} \times \\
 &\times c_4 \exp \left\{ - \frac{\sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^M \left( \delta u_{v,ik} - s_{ik}^{(1)}(\hat{F}_{v ext}) \delta \dot{F}_v \right)^2}{2 \sigma_n^2} \right\} = \\
 &= c \exp \left\{ - \left[ \frac{\left( \delta \dot{F}_v - f^{(1)}(\bar{r}_v, \bar{r}_{v-1}, \hat{F}_{v-1 ext}) \delta \dot{F}_{v-1} \right)^2}{2 \left( \left( f^{(1)}(\bar{r}_v, \bar{r}_{v-1}, \hat{F}_{v-1 ext}) \right)^2 \sigma_{\delta \dot{F}_{v-1} | \delta u_{1,ik}^{v-1}}^2 + \sigma_{\xi_{v-1}}^2 \right)} + \right. \\
 &\quad \left. + \frac{\sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^M \left( \delta u_{v,ik} - s_{ik}^{(1)}(\hat{F}_{v ext}) \delta \dot{F}_v \right)^2}{2 \sigma_n^2} \right] \right\}. \quad (3.33)
 \end{aligned}$$

Оскільки показник експоненціальної функції є поліном другого ступеню відносно  $\delta \dot{F}_v$ , то умовна щільність ймовірностей  $P(\delta \dot{F}_v | \delta u_{1,ik}^v)$  є нормальною. Відповідно до методу математичної індукції вона буде нормальною при будь-якому  $v$ , якщо початкове значення  $\dot{F}_0$  фіксоване або розподілене за нормальним законом.

Основні параметри нормального закону – це математичне сподівання

$\hat{\delta \dot{F}_v}$  і дисперсія  $\sigma_{\delta \dot{F}_v}^2$  у щільності ймовірностей

$$\left(2\pi\sigma_{\delta\dot{F}_v}^2\right)^{-\frac{1}{2}} \exp\left\{-\frac{(\delta\dot{F}_v - \hat{\delta\dot{F}_v})^2}{2\sigma_{\delta\dot{F}_v}^2}\right\} = c \exp\left(-\frac{\delta\dot{F}_v^2}{2\sigma_{\delta\dot{F}_v}^2} + \hat{\delta\dot{F}_v} \frac{\delta\dot{F}_v}{\sigma_{\delta\dot{F}_v}^2}\right). \quad (3.34)$$

З (3.34) і (3.33) випливає

$$\begin{aligned} \hat{\delta\dot{F}_v} &= f^{(1)}(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \hat{F}_{v-1ext}) \delta\dot{F}_{v-1} + \left(\frac{\sigma_{\delta\dot{F}_v}^2}{\sigma_n^2}\right) \times \\ &\times \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^M \left( \delta u_{v,ik} - s_{ik}^{(1)}(\hat{F}_{vext}) f^{(1)}(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \hat{F}_{v-1ext}) \delta\dot{F}_{v-1} \right) s_{ik}^{(1)}(\hat{F}_{vext}), \end{aligned} \quad (3.35)$$

$$\frac{1}{\sigma_{\delta\dot{F}_v}^2} = \frac{1}{\left(f^{(1)}(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \hat{F}_{v-1ext})\right)^2 \sigma_{\delta\dot{F}_{v-1}}^2 + \sigma_{\xi_{v-1}}^2} + \frac{\left(s_{ik}^{(1)}(\hat{F}_{vext})\right)^2}{\sigma_n^2}. \quad (3.36)$$

Початковими значеннями для рівнянь (3.35), (3.36) є параметрами апіорної щільності ймовірностей  $\hat{\delta\dot{F}_0}$  і  $\sigma_{\delta\dot{F}_0}^2$ .

Алгоритм (3.35) визначає алгоритм формування оптимальної оцінки дискретних значень  $\hat{F}(\vec{r})$ , а рівняння (3.36) – еволюцію апостеріорної дисперсії.

### 3.3 Структурна схема цифрової вторинної обробки первинних оцінок комплексного коефіцієнту віддзеркалення поверхні

Для розробки структурної схеми цифрового розширеного фільтру Калмана [113] необхідно прийняти до уваги, що  $\delta\dot{F}_v = \dot{F}_v - \hat{F}_{vext}$  і

$\delta u_{v,ik} = u_{v,ik} - s_{ik}(\hat{F}_{v ext})$ . Також в першому розділі була введена модель  $s_{ik}(\dot{F}_v)$  у наступному вигляді

$$s_{ik}(\dot{F}_v) = \text{Re } \dot{F}_v \dot{s}_0(t_i, \vec{r}_v, \vec{r}'_k, \dot{F}_v) \Delta \vec{r} = \text{Re } \dot{F}_v^2 \dot{s}_0(t_i, \vec{r}_v, \vec{r}'_k) \Delta \vec{r}, \quad (3.37)$$

що передбачає когнітивне налаштування зондуючого сигналу передавача відповідно до вимірних значень  $\dot{F}_v$ . Приймаючи до уваги (3.37) і введені позначення представимо вирази (3.35) і (3.36) наступним чином:

$$\begin{aligned} \hat{F}_v &= f(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \hat{F}_{v-1}) + f^{(1)}(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \hat{F}_{v-1 ext}) \left( \hat{F}_{v-1} - \hat{F}_{v-1 ext} \right) + \\ &+ \left( \frac{\sigma_{\delta \hat{F}_v}^2}{\sigma_n^2} \right) \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^M \left\{ u_{v,ik} \frac{d \text{Re } \dot{F}_v \dot{s}_0(t_i, \vec{r}_v, \vec{r}'_k, \dot{F}_v) \Delta \vec{r}}{d \dot{F}_v} \Big|_{\dot{F}_v = \hat{F}_{v ext}} - \right. \\ &- \left. \left( \text{Re } \hat{F}_{v ext} \dot{s}_0(t_i, \vec{r}_v, \vec{r}'_k, \hat{F}_{v ext}) \Delta \vec{r} \right) \frac{d \text{Re } \dot{F}_v \dot{s}_0(t_i, \vec{r}_v, \vec{r}'_k, \dot{F}_v) \Delta \vec{r}}{d \dot{F}_v} \Big|_{\dot{F}_v = \hat{F}_{v ext}} - \right. \\ &- \left. \left[ \frac{d \text{Re } \dot{F}_v \dot{s}_0(t_i, \vec{r}_v, \vec{r}'_k, \dot{F}_v) \Delta \vec{r}}{d \dot{F}_v} \Big|_{\dot{F}_v = \hat{F}_{v ext}} \right]^2 f^{(1)}(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \hat{F}_{v-1 ext}) \delta \hat{F}_{v-1} \right\} = \\ &= f(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \hat{F}_{v-1}) + f^{(1)}(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \hat{F}_{v-1 ext}) \left( \hat{F}_{v-1} - \hat{F}_{v-1 ext} \right) + \\ &+ \left( \frac{\sigma_{\delta \hat{F}_v}^2}{\sigma_n^2} \right) \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^M \left\{ u_{v,ik} \text{Re} \left\{ 2 \dot{s}_0(t_i, \vec{r}_v, \vec{r}'_k, \hat{F}_{v ext}) \Delta \vec{r} \right\} - \right. \\ &- \left. \left( \text{Re } \hat{F}_{v ext} \dot{s}_0(t_i, \vec{r}_v, \vec{r}'_k, \hat{F}_{v ext}) \Delta \vec{r} \right) \text{Re} \left\{ 2 \dot{s}_0(t_i, \vec{r}_v, \vec{r}'_k, \hat{F}_{v ext}) \Delta \vec{r} \right\} - \right. \\ &- \left. \text{Re} \left\{ 2 \dot{s}_0(t_i, \vec{r}_v, \vec{r}'_k, \hat{F}_{v ext}) \Delta \vec{r} \right\} \text{Re} \left\{ 2 \dot{s}_0(t_i, \vec{r}_v, \vec{r}'_k, \hat{F}_{v ext}) \Delta \vec{r} \right\} \times \right. \\ &\quad \left. \times f^{(1)}(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \hat{F}_{v-1 ext}) \delta \hat{F}_{v-1} \right\}, \quad (3.38) \end{aligned}$$



$$\frac{1}{\sigma_{\delta\hat{F}_V}^2} = \frac{1}{\left( f^{(1)}(\vec{r}_V, \vec{r}_{V-1}, \hat{F}_{V-1ext}) \right)^2 \sigma_{\delta\hat{F}_{V-1}}^2 + \sigma_{\xi_{V-1}}^2} + \frac{\left( 2\text{Re } \dot{s}_0(t_i, \vec{r}_V, \vec{r}'_k, \hat{F}_{Vext}) \Delta\vec{r} \right)^2}{\sigma_n^2}. \quad (3.39)$$

Приймаючи до уваги правило

$$\int_T \text{Re } \dot{A}(t) \text{Re } \dot{B}(t) dt = \int_T \frac{1}{2} \text{Re } \dot{A}(t) \dot{B}(t) + \frac{1}{2} \text{Re } \dot{A}(t) \dot{B}^*(t) dt \approx \int_T \frac{1}{2} \text{Re } \dot{A}(t) \dot{B}^*(t) dt,$$

перепишемо алгоритм фільтрації наступним чином

$$\begin{aligned} \hat{F}_V = & f(\vec{r}_V, \vec{r}_{V-1}, \hat{F}_{V-1}) + f^{(1)}(\vec{r}_V, \vec{r}_{V-1}, \hat{F}_{V-1ext}) \left( \hat{F}_{V-1} - \hat{F}_{V-1ext} \right) + \\ & + \left( \frac{\sigma_{\delta\hat{F}_V}^2}{\sigma_n^2} \right) \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^M \left\{ \text{Re} \left\{ \dot{U}_{V,ik} \dot{S}_0^*(t_i, \vec{r}_V, \vec{r}'_k, \hat{F}_{Vext}) \Delta\vec{r} \right\} - \right. \\ & - \left. \left( \text{Re } \hat{F}_{Vext} \left| \dot{S}_0(t_i, \vec{r}_V, \vec{r}'_k, \hat{F}_{Vext}) \right|^2 \Delta\vec{r}^2 \right) - 2 \text{Re} \left\{ \left| \dot{S}_0(t_i, \vec{r}_V, \vec{r}'_k, \hat{F}_{Vext}) \right|^2 \Delta\vec{r}^2 \right\} \times \right. \\ & \left. \left. \times f^{(1)}(\vec{r}_V, \vec{r}_{V-1}, \hat{F}_{V-1ext}) \left( \hat{F}_{V-1} - \hat{F}_{V-1ext} \right) \right\}, \quad (3.40) \end{aligned}$$

$$\frac{1}{\sigma_{\delta \dot{F}_V}^2} = \frac{1}{\left( f^{(1)}(\vec{r}_V, \vec{r}_{V-1}, \hat{F}_{V-1 ext}) \right)^2 \sigma_{\delta \dot{F}_{V-1}}^2 + \sigma_{\xi_{V-1}}^2} + \frac{\sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^M 2 \operatorname{Re} \left\{ \left| \dot{S}_0(t_i, \vec{r}_V, \vec{r}'_k, \hat{F}_{V ext}) \right|^2 \Delta \vec{r}^2 \right\}}{\sigma_n^2}. \quad (3.41)$$

Схема цифрового нелінійного фільтра відповідно до алгоритмів (3.40) і (3.41) показана на рис. 3.1. На схемі введено наступні позначення: ОД – оптимальний дискримінатор, що реалізує наступні розрахунки:

$$\operatorname{Re} \left\{ \dot{U}_{V, ik} \dot{S}_0^*(t_i, \vec{r}_V, \vec{r}'_k, \hat{F}_{V ext}) \Delta \vec{r} \right\},$$

Пер – адаптивний передавач, що генерує зонduючий сигнал  $s_t(t, \dot{F}(\vec{r}))$ ,

ВЕ – вимірювач енергії, що виконує операції розрахунку енергетики зонduючого сигналу

$$\left| \dot{S}_0(t_i, \vec{r}_V, \vec{r}'_k, \hat{F}_{V ext}) \right|^2,$$

$k_1$  – оператор, що реалізує множення вимірної енергії зонduючого сигналу на  $\hat{F}_{V ext} \Delta \vec{r}^2$  і визначення реальної частини отриманих комплексних процесів,

$(\cdot)^*$  – оператор комплексного спряження,

$k_2$  – оператор, що реалізує множення вимірної енергії зонduючого сигналу на  $2 \Delta \vec{r}^2$  та визначення реальної частини вимірних величин,

$\sum \sum$  – суматори вимірних відліків за часом і просторовими координатами,

ОФ  $\dot{F}(\cdot)$  – оптимальний фільтр оцінок  $\delta \dot{F}_v$ , що реалізує вагове усереднення в фільтрі з імпульсною характеристикою  $\left( \frac{\sigma_{\delta \dot{F}_v}^2}{\sigma_n^2} \right)$ ,

$\text{inv}(\cdot)$  – оператор інверсії,



$\frac{1}{\sigma_n^2}$  – генератор значення дисперсії внутрішнього шуму приймача,

$Z^{-1}$  – затримка на один такт,

$\sigma_{\xi_{v-1}}^2$  – генератор значення дисперсії формуючого шуму,

$(\cdot)^2$  – оператор підведення значень в квадрат,

$f(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \bullet)$  – функція переходу стану формуючого фільтра з моменту  $\vec{r}_{v-1}$  в момент  $\vec{r}_v$ ,

$f^{(1)}(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \bullet)$  – похідна від функції переходу стану формуючого фільтра з моменту  $\vec{r}_{v-1}$  в момент  $\vec{r}_v$ .

Отримана структурна схема дозволяє реалізувати адаптивну обробку прийнятих сигналів та оцінити значення комплексного коефіцієнту розсіювання для кожної точки поверхні  $\hat{F}_v$ . Також постійно відбувається контроль значення  $\sigma_{\delta \hat{F}_v}^2$  на кожному такті фільтрації. Зберігати в пам'яті значення  $\sigma_{\delta \hat{F}_v}^2$  для кожної точки поверхні не обов'язково, необхідно зберігати лише один такт.

Наведена структура показує реалізацію швидких алгоритмів фільтрації, проте передбачає операції когерентної обробки вже у цифровому вигляді. Для прикладу, на частоті 94 ГГц виконати таку обробку майже неможливо. Доцільно для високочастотних і широкосмугових систем первинну обробку реалізувати у аналоговому вигляді. Також в даній структурній схемі відсутня база даних стану навколишнього середовища, основні операції роботи діаграмо-формуючої схеми, не розкрито структуру одиничного сигналу. Всі ці особливості необхідно врахувати при розробці усієї когнітивної радіолокаційної систем дистанційного зондування з оптимальною просторово-часовою обробкою сигналів.

## Висновки до розділу

Розроблено дискретний алгоритм нелінійної фільтрації комплексного коефіцієнта віддзеркалення поверхні. Отримані результати дозволяють розробити рекомендації з побудови когнітивних бортових радарів дистанційного зондування при аналого-цифровому перетворенні процесів, що підлягають спостереженню та обробці. Алгоритм має канал адаптивного налаштування передавача, оптимального дискримінатора, оптимальних фільтрів і похибок фільтрації. Всі операції можуть бути виконанні з використанням процесора і не потребують великих об'ємів пам'яті для розрахунків, так як зберігають інформацію про оцінки та похибки лише для попереднього вимірювання. Приклад структурної схеми когнітивної радіолокаційної системи з оптимальним просторово-часовим обробленням сигналів, що може бути реалізована на практиці, показано в наступному розділі.

## РОЗДІЛ 4

**РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ КОГНІТИВНОЇ  
РАДІОЛОКАЦІЙНОЇ СИСТЕМИ З ОПТИМАЛЬНОЮ ПРОСТОРОВО-  
ЧАСОВОЮ ОБРОБКОЮ СИГНАЛІВ**

Враховуючи особливості обробки високочастотних сигналів, можливостей реалізації діаграмоформуєчих схем в антенних решітках, сучасних досягнень цифрової обробки сигналів в цифрових процесорах та ПЛІС, розроблені рекомендації до побудови когнітивного радару дистанційного зондування з синтезуванням апертури антени. Виконано синтез нової структурної схеми, що в вхідному тракті реалізує алгоритми нелінійної фільтрації безперервних сигналів, а після дискретизації – алгоритми цифрової фільтрації в розширеному фільтрі Калмана. Результати роботи запропонованої схеми та переваги в точності побудови радіолокаційних зображень доведені імітаційним моделюванням.

**4.1 Визначення особливостей простово-часової аналогової і цифрової обробки сигналів в когнітивних РСА.** Для розробки структурної схеми когнітивного радару з синтезуванням апертури відповідно до отриманих алгоритмів (2.60) і (3.40) необхідно конкретизувати структуру формуючих фільтрів апріорних значень  $\dot{F}(\vec{r})$  і одиничних сигналів  $\dot{s}_0(\cdot)$ .

Математичний вираз для  $\dot{s}_0(\cdot)$  наведено у виразах (2.23) і (2.24). В дискретній формі вони приймуть наступної форми

$$\begin{aligned} \dot{s}_0(t_i, \vec{r}_V, \vec{r}_K', \dot{F}(\vec{r}_V)) &= \dot{F}(\vec{r}_V) \dot{S}_0(t_i, \vec{r}_V, \vec{r}_K') \exp(j2\pi f_0 t_i) = \\ &= \dot{F}(\vec{r}_V) \varepsilon \dot{I}(\vec{r}_K') \exp(j2k\bar{g}(\vec{r}_V, t_i)\vec{r}_K') \dot{A}\left(t_i - \frac{2R_0(\vec{r}_V, t_i)}{c}\right) \exp(j2\pi f_0 t_i) \times \\ &\times \exp\left(-j2k\left(\frac{V^2(t_i - t_0)^2}{2R_0(\vec{r}_V, t_0)} \sin^2 \theta_x(\vec{r}_V, t_0) - V(t_i - t_0) \cos \theta_x(\vec{r}_V, t_0)\right)\right). \end{aligned} \quad (4.1)$$

Обробку сигналів в передбачуваному когнітивному радарі дистанційного зондування пропонується реалізувати у комбінованому вигляді – вхідний тракт за аналоговим алгоритмом роботи оптимального дискримінатора, а результати детектування в оптимальному фільтрі далі обробляти вторинно в цифровій формі. Запишемо новий алгоритм та оцінку дисперсії фільтрації у наступному вигляді

$$\begin{aligned}
\hat{F}_V &= f(\vec{r}_V, \vec{r}_{V-1}, \hat{F}_{V-1}) + f^{(1)}(\vec{r}_V, \vec{r}_{V-1}, \hat{F}_{V-1 ext}) \left( \hat{F}_{V-1} - \hat{F}_{V-1 ext} \right) + \\
&+ \left( \frac{2\sigma_{\delta\hat{F}_V}^2}{N_{0n}} \right) \left\{ \varepsilon \operatorname{Re} \int_0^T \int_{D'} \dot{U}(t, \vec{r}') \dot{I}^*(\vec{r}') \exp(j2k\bar{\vartheta}(\vec{r}_V, t)\vec{r}') d\vec{r}' \hat{F}_{V ext}^* \dot{A}^* \left( t - \frac{2R_0(\vec{r}_V, t)}{c} \right) \times \right. \\
&\times \exp \left( -j2k \left( \frac{V^2(t-t_0)^2}{2R_0(\vec{r}_V, t_0)} \sin^2 \theta_x(\vec{r}_V, t_0) - V(t-t_0) \cos \theta_x(\vec{r}_V, t_0) \right) \right) dt - \\
&- \operatorname{Re} \hat{F}_{V ext} \int_0^T \int_{D'} \left| \dot{S}_0(t, \vec{r}_V, \vec{r}', \hat{F}_{V ext}) \right|^2 dt d\vec{r}' \Delta\vec{r}^2 - \\
&- 2\operatorname{Re} \int_0^T \int_{D'} \left| \dot{S}_0(t, \vec{r}_V, \vec{r}', \hat{F}_{V ext}) \right|^2 dt d\vec{r}' \Delta\vec{r}^2 \times \\
&\times f^{(1)}(\vec{r}_V, \vec{r}_{V-1}, \hat{F}_{V-1 ext}) \left( \hat{F}_{V-1} - \hat{F}_{V-1 ext} \right) \left. \right\}, \tag{4.2}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\frac{1}{\sigma_{\delta\hat{F}_V}^2} &= \frac{1}{\left( f^{(1)}(\vec{r}_V, \vec{r}_{V-1}, \hat{F}_{V-1 ext}) \right)^2 \sigma_{\delta\hat{F}_{V-1}}^2 + \sigma_{\xi_{V-1}}^2} + \\
&+ \frac{2\operatorname{Re} \int_0^T \int_{D'} \left| \dot{S}_0(t, \vec{r}_V, \vec{r}', \hat{F}_{V ext}) \right|^2 dt d\vec{r}' \Delta\vec{r}^2}{\sigma_n^2}. \tag{4.3}
\end{aligned}$$



Алгоритми (4.2) і (4.3) потребують формування екстрапольованих значень оцінок  $\hat{F}_{v-1ext}$ ,  $\hat{F}_{vext}$  за наступними виразами:

$$\hat{F}_{vext} = f(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \hat{F}_{v-1}) \quad (4.4)$$

$$\hat{F}_{v-1ext} = f(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \hat{F}_{v-2}), \quad (4.5)$$

де  $f(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \cdot)$  – функція переходу стану формуючого фільтра з моменту  $\vec{r}_{v-1}$  в момент  $\vec{r}_v$  у виразі (3.6).

Для спрощення синтезу структурної схеми когнітивного радару будемо вважати, що  $\dot{F}_v$  є процес Орнштейна-Уленбека, що є результатом проходження білого гаусівського шуму через фільтр нижніх частот типу RC-кола з коефіцієнтом передачі

$$K(p) = \frac{1}{1 + pT_{форм}}. \quad (4.6)$$

Для такого випадку відповідно до методу простору станів

$$a(\vec{r}_v) = -\frac{1}{T_{форм}}, \text{ а}$$

$$\begin{aligned} f(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \hat{F}_{v-1}) &= f(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}) \hat{F}_{v-1} = \exp\{a(\vec{r}_{v-1})(\vec{r}_v - \vec{r}_{v-1})\} \hat{F}_{v-1} = \\ &= \left\{ 1 + a(\vec{r}_{v-1})\Delta\vec{r} + \frac{1}{2} a^2(\vec{r}_{v-1})\Delta\vec{r}^2 + \dots \right\} \hat{F}_{v-1}, \end{aligned} \quad (4.7)$$

$$f^{(1)}(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \hat{F}_{v-1 ext}) = \left. \frac{d f(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \dot{F}_{v-1})}{d \dot{F}_{v-1}} \right|_{\dot{F}_{v-1} = \hat{F}_{v-1 ext}} = \left\{ 1 + a(\vec{r}_{v-1})\Delta\vec{r} + \frac{1}{2}a^2(\vec{r}_{v-1})\Delta\vec{r}^2 + \dots \right\}. \quad (4.8)$$

Параметри формуючого фільтру (4.6) можуть змінюватись за координатами поверхні  $T_{форм}(\vec{r}_v)$ . В такому випадку необхідно використовувати динамічну базу даних з заздалегідь визначеними параметрами коефіцієнта передачі (4.6).

Приймаючи до уваги отримані алгоритми оптимальної нелінійної фільтрації та моделі апіорних розподілів комплексного коефіцієнта розсіювання поверхні, що визначаються на основі існуючих результатів дистанційного зондування поверхонь різними датчиками, можна стверджувати, що отримані результати повністю відповідають концепції роботи когнітивних радарів. Зокрема, присутній адаптивний передавач, що налаштовує амплітудні і фазові параметри зондуючих сигналів відповідно до комплексного коефіцієнта розсіювання поверхні [89, 90], адаптивний передавач, що налаштовує узгоджений фільтр під параметри поверхні, адаптивна антенна решітка, що формує просторову спрямованість радару відповідно до поставленої задачі, динамічна база даних з апіорним значеннями комплексного коефіцієнту розсіювання і каналом оновлення стану системи відповідно до результатів вимірювань, інтелектуальний процесор, що реалізує алгоритм роботи розширеного цифрового фільтру Калмана та налаштування всієї системи.

Фізично реалізуєма структурна схема бортового когнітивного радару дистанційного зондування Землі з антеною решіткою і методом штучного синтезування апертури [114] наведена на рис. 4.1.

Працює схема наступним чином. В передавачі (позначено скорочено Пер) формується високочастотний зондуючий сигнал  $s_t(t, \dot{F}(\vec{r}))$ , що може бути імпульсним або безперервним. Передавач є адаптивним,

налаштовує комплексну амплітуду зонduючого сигналу під комплексний коефіцієнт розсіювання поверхні, що підлягає оптимальному оцінюванню. Початкові умови, тобто перше значення  $\dot{F}(\vec{r})$  для першої ділянки поверхні, обираються із апіорно записаних значень в динамічній базі даних. Сформований зонduючий сигнал через циркулятор подається в антенну решітку, що випромінює електромагнітні коливання в широкому колі кутів в напрямку поверхні дослідження.

Віддзеркалений від кожної точки поверхні  $\vec{r}$  зонduючий сигнал приймається групою антен. На виході кожної антени виконується перенесення прийнятих сигналів на проміжну частоту і виділення їх комплексної огинаючої прийнятих коливань, що позначені на рисунку, як  $\dot{U}(t, x'_v, y'_v)$ . На наступному етапі реалізована діаграмо-формуюча схема антенної решітки, що математично виконує множення прийнятих амплітуд на комплексно-спряжене значення амплітудно-фазового розподілу антени і на низку комплексних експонент та подальше інтегрування результатів множення в різних каналах обробки. Кожний канал відповідає за формування відокремленої діаграми спрямованості. Множення на  $\exp(j2k\vec{\mathcal{G}}(\vec{r}_v, t)\vec{r}')$  реалізує затримку прийнятих амплітуд на величину  $\frac{\vec{\mathcal{G}}(\vec{r}_v, t)\vec{r}'}{c}$ , що призводить до відхилення променя діаграми спрямованості на кут  $\vec{\mathcal{G}}(\vec{r}_v, t)$  і перетину поверхні у координаті  $\vec{r}_v$ . Дослідження виразу для  $\vec{\mathcal{G}}(\vec{r}_v, t)$  показують, що залежність від часу пов'язана з обертанням променя у часі і його фокусуванням на обраній координаті  $\vec{r}_v$ . Такий режим огляду поверхні в практиці радіолокаційних вимірювань називається прожекторним або телескопічним, у англійській літературі *Spotlight mode*. Формування множини каналів з затримками реалізує так званий багатопроменевий режим огляду, *Multiview mode*. Об'єднання двох режимів дозволяє подолати існуюче протиріччя між високою роздільною здатністю і широкою смугою огляду поверхні.

Результати додавання прийнятих сигналів у кожному каналі просторової орієнтації діаграми спрямованості об'єднуються і подаються через циркулятор в узгоджений фільтр за дальністю. На інший вхід цього узгодженого фільтру подаються параметри опорних функцій, що налаштовують кожний з каналів фільтрів на різні дальності у межах діаграми спрямованості. Крок дискретизації за дальністю визначається видом зондуючого сигналу та параметрами комплексної огинаючої  $\dot{A}^* \left( t - \frac{2R_0(\vec{r}_v, t)}{c} \right)$ . Банк опорних функцій за дальністю формується на основі одиничного сигналу  $\dot{S}_0(t, \vec{r}_v, \vec{r}', \hat{F}_{v ext})$ .

Відліки оброблених сигналів за дальністю є низькочастотними функціями і для їх когерентної обробки за азимутом зазвичай перетворюються в цифрову форму за допомогою аналого-цифрового перетворювача (АЦП). З виходу АЦП сигнали фільтруються у узгодженому фільтрі за азимутом з імпульсними характеристиками

$$\exp \left( -j2k \left( \frac{V^2(t-t_0)^2}{2R_0(\vec{r}_v, t_0)} \sin^2 \theta_x(\vec{r}_v, t_0) - V(t-t_0) \cos \theta_x(\vec{r}_v, t_0) \right) \right).$$

Параметри узгодженого фільтру налаштовуються також для кожної дальності. В результаті цієї узгодженої обробки відбувається значне покращення просторової роздільної здатності за азимутом і спостерігається синтезування штучної апертури антени вздовж траєкторії польоту літального апарату. Результат узгодженої обробки множиться на коефіцієнт  $\varepsilon \hat{F}_{v ext}^*$  та знаходиться його реальна частина в блоці  $k_1$ .

Результати обробки сигналів за дальністю і азимутом можна назвати первинним когерентним зображенням поверхні, що потребує додаткової фільтрації в оптимальному фільтрі Калмана. Обробку в фільтрі Калмана можна розділити на два канали. Перший призначений для оцінювання

дискретних значень первинних оцінок  $\hat{F}(\vec{r})$ , а другий – для оцінки якості фільтрації.

При оцінюванні  $\hat{F}_v$  передбачається, що попередньо сформована екстрапольована оцінка  $\hat{F}_{v\ ext}$  і необхідно оптимально оцінити відхилення від екстрапольованої оцінки. Для цього з результату первинного оцінювання віднімають оцінку енергії одиничного сигналу

$$\int_0^T \int_{D'} \left| \dot{S}_0(t, \vec{r}_v, \vec{r}', \hat{F}_{v\ ext}) \right|^2 dt d\vec{r}'$$

з її послідовним множенням на  $\hat{F}_{v\ ext} \Delta \vec{r}^2$  та взяттям реальної частини у блоці  $k_2$ . Також віднімається реальна частина подвоєної оцінки енергії одиничного сигналу, що зважена різницею між екстрапольованими оцінками на поточному та попередньому кроках дискретизації  $\left( \hat{F}_{v-1} - \hat{F}_{v-1\ ext} \right)$ ,

значенням  $f^{(1)}(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \hat{F}_{v-1\ ext})$  та  $\Delta \vec{r}^2$ . Отримана різниця фільтрується у

оптимальному фільтрі з імпульсною характеристикою  $\frac{2\sigma_{\delta \hat{F}_v}^2}{N_{0n}}$ , що прямо

пропорційна подвоєній оцінці дисперсії похибки  $\sigma_{\delta \hat{F}_v}^2$  та обернено

пропорційна спектральній щільності внутрішніх шумів приймача  $N_{0n}$ . Також

до оцінки  $\hat{F}_{v\ ext}$  додається добуток різниці  $\left( \hat{F}_{v-1} - \hat{F}_{v-1\ ext} \right)$  і

$f^{(1)}(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \hat{F}_{v-1\ ext})$ . Первинні значення екстрапольованої оцінки  $\hat{F}_{v\ ext}$  беруться із апріорно записаних значень в динамічній базі даних.

В зазначених операціях невідомою є оцінка у другому каналі фільтра Калмана дисперсії похибки  $\sigma_{\delta\dot{F}_v}^2$ . Для її формування необхідно вперше задати апріорне значення  $\sigma_{\delta\dot{F}_1}^2$ , що записано в динамічну базу даних або мати результати оцінювання дисперсії на попередньому кроці дискретизації. Оцінка  $\sigma_{\delta\dot{F}_{v-1}}^2$  множиться на квадрат функції  $f^{(1)}(\vec{r}_v, \vec{r}_{v-1}, \hat{F}_{v-1ext})$  і додається до дисперсії формуючого шуму  $\sigma_{\xi_{v-1}}^2$ . Результат додавання інвертується у блоці  $inv(\cdot)$ . Результат інверсії додається до відношення реальної частини подвоєної енергії одиничного сигналу до дисперсії внутрішніх шумів приймача. Після додавання цих величин також виконується інверсія отриманих розрахунків. Значення дисперсії формуючого шуму  $\sigma_{\xi_{v-1}}^2$  та дисперсія внутрішніх шумів приймача  $\sigma_n^2$  формуються та зберігаються в динамічній базі даних.

Робота всього радару керує інтелектуальний процесор, що визначає часові та енергетичні характеристики передавача, приймача, оптимальних фільтрів, стан динамічної бази даних за результатами вимірювань  $\dot{F}_v$ , апріорних значень  $\dot{F}_v$ , з аналізу сигналів тактового генератору та управляючих команд щодо режимів огляду поверхні. Реалізацію інтелектуального процесору доцільно виконувати на вбудованих системах реалізації алгоритмів штучного інтелекту, зокрема нейронних мереж. Яскравими прикладами таких систем є платформи Nvidia Jetson, Raspberry Pi, Google Coral, Intel Movidius та Gyrfalcone.

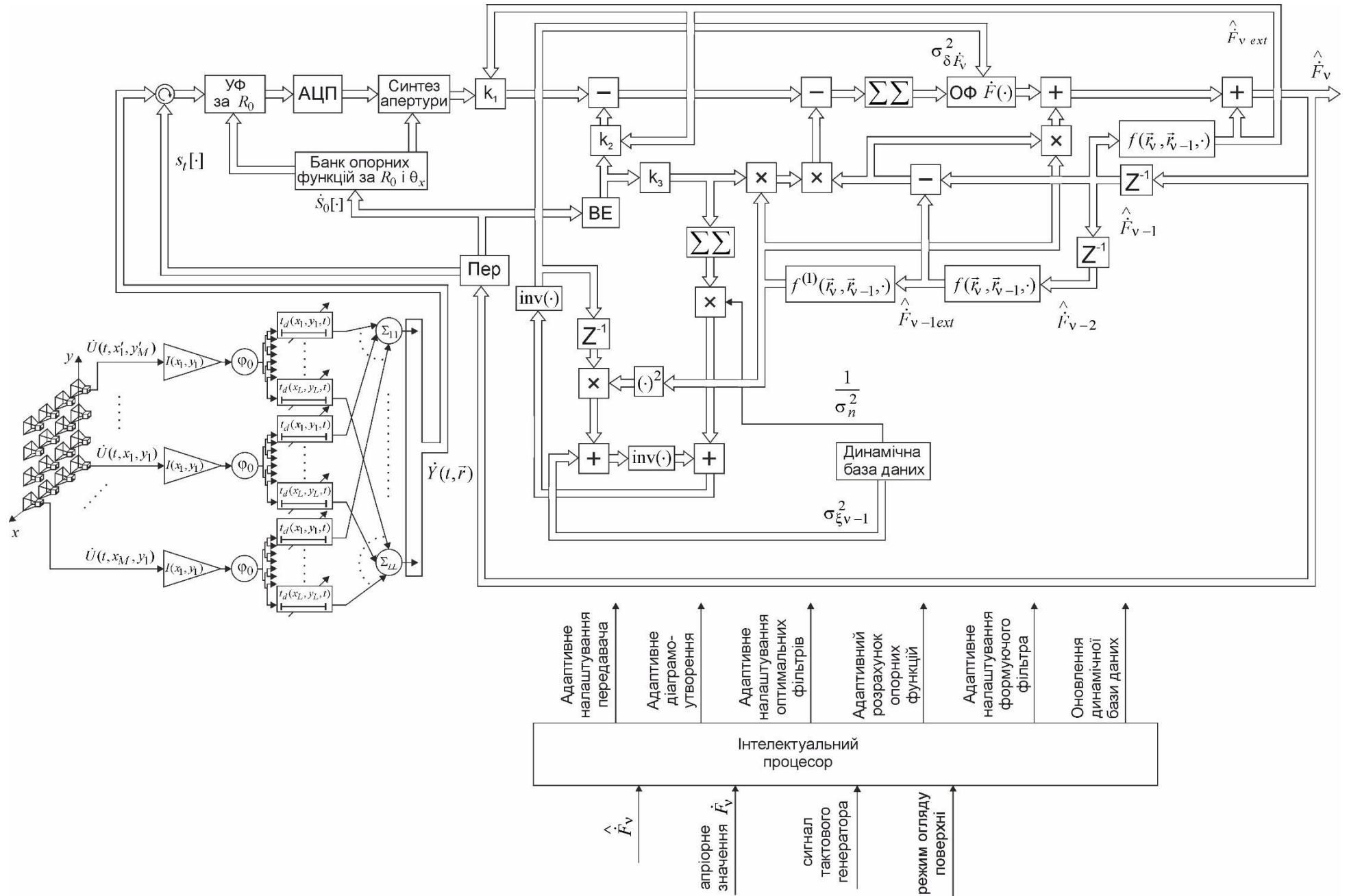


Рисунок 4.1 – Структурна схема бортового когнітивного радару дистанційного зондування Землі

## 4.2 Імітаційне моделювання радіолокаційних зображень отриманих когнітивними РСА

Для оцінки якості радіолокаційних зображень при когнітивній обробці сигналів в РСА з адаптивним налаштуванням передавача під вимірянні значення  $\hat{F}(\vec{r}_v)$  доцільно виконати за схемою [115], що представлена на рис 4.2.

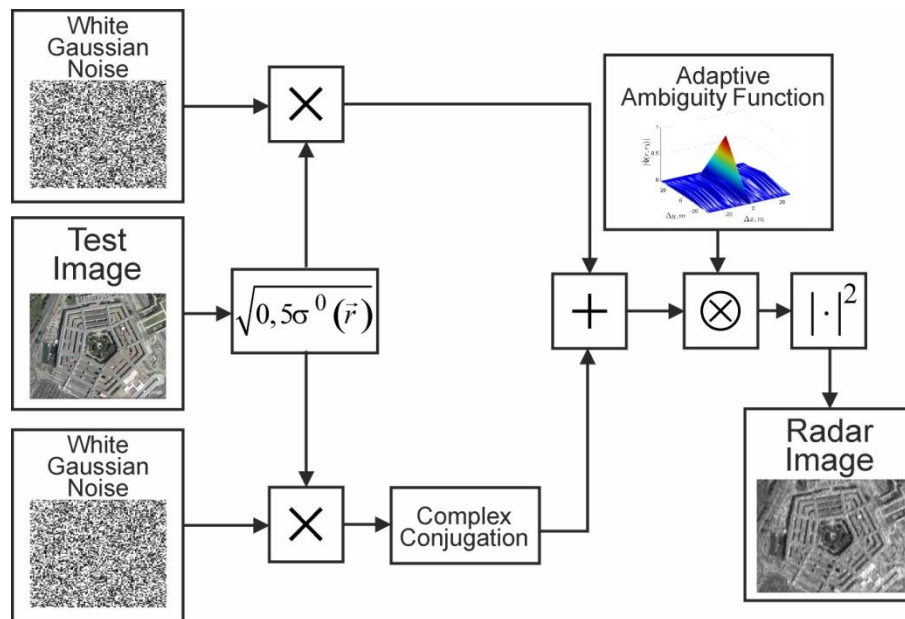


Рисунок 4.2 – Структурна схема алгоритму моделювання тестових радіолокаційних зображень

Рис. 4.2 містить наступні блоки: White Gaussian Noise – блок моделювання просторового білого гаусівського шуму з одиничною дисперсією; Test Image – генератор тестового зображення,  $\sqrt{0,5\sigma^0(\vec{r})}$  – блок нормалізації тестового зображення;  $\times$  – символ добутку,  $+$  – символ суми,  $\otimes$  – двовимірна згортка, Adaptive Ambiguity Function – генератор функції невизначеності, що розраховується наступним чином:

$$\hat{\Psi}(\vec{r}, \vec{r}_1, \hat{F}_{v ext}) = \int_0^T \int_{D'} \dot{S}_0(t, \vec{r}, \vec{r}_1, \hat{F}_{v ext}) \dot{S}_0^*(t, \vec{r}_1, \vec{r}, \hat{F}_{v ext}) dt d\vec{r}', \quad (4.9)$$



$|\cdot|^2$  – операція взяття квадрату модулю, Radar Image – це блок візуалізації радіолокаційних зображень. У верхньому і нижньому каналі розраховують дійсну  $\text{Re}\dot{F}(\vec{r})$  і уявну  $\text{Im}\dot{F}(\vec{r})$  частини комплексного коефіцієнта розсіювання  $\dot{F}(\vec{r})$ . Після цього когерентне зображення  $\dot{F}(\vec{r}) = \text{Re}\dot{F}(\vec{r}) + j\text{Im}\dot{F}(\vec{r})$  згортають з комплексною функцією невизначеності. На виході формуються оцінки ПЕПР  $\sigma^o(\vec{r})$ .

Тестове зображення показано на рис. 4.3.

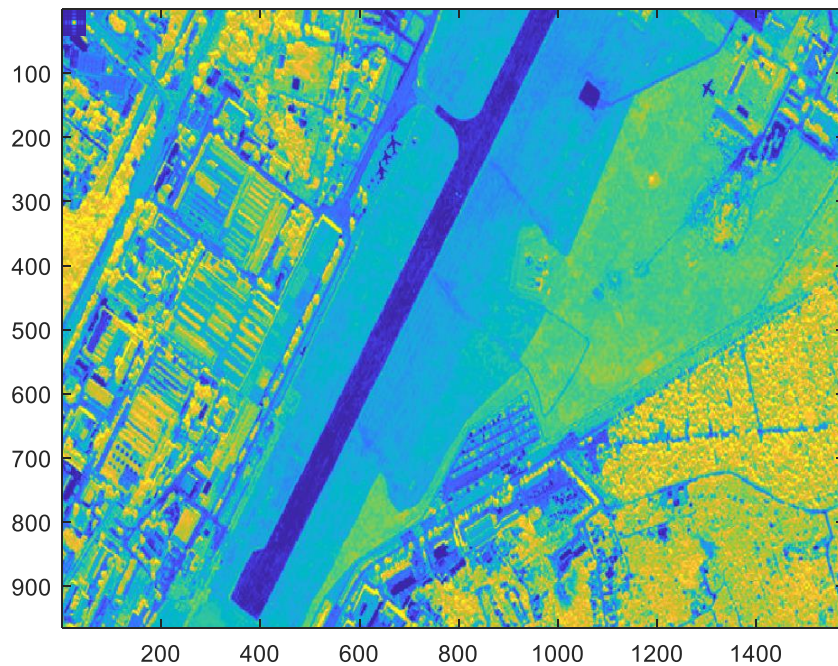
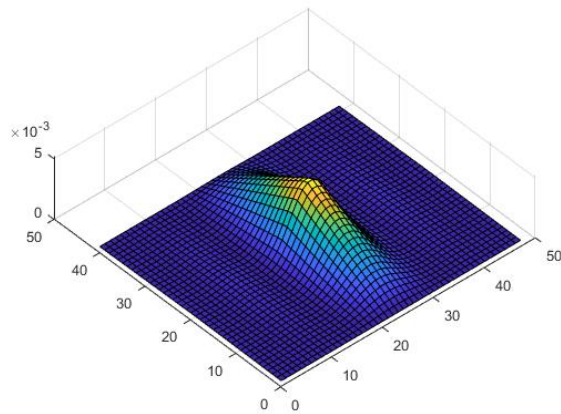


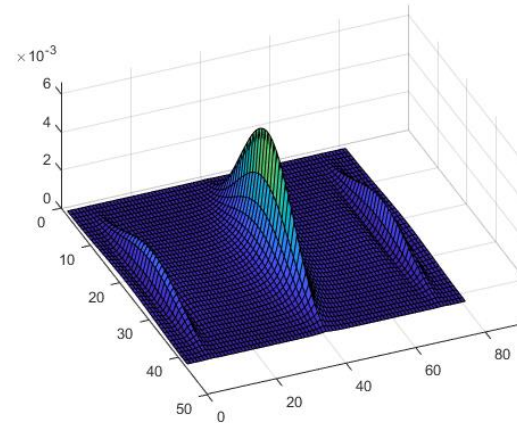
Рисунок 4.3 – Тестове радіолокаційне зображення

На рис. 4.4 показані функції невизначеності для різних типів зондуючих сигналів: а – простий радіоімпульс з режимом доплерівського звуження променю діаграми спрямованості, б – ЛЧМ сигнал з режимом доплерівського звуження променю діаграми спрямованості, в – ЛЧМ сигнал з синтезуванням апертури, г – ЛЧМ сигнал з синтезуванням апертури та

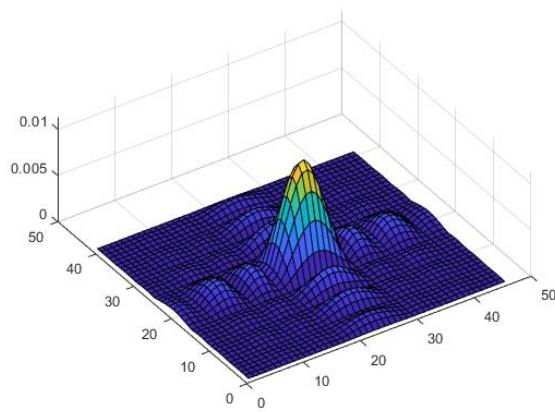
декореляцією опорних сигналів.



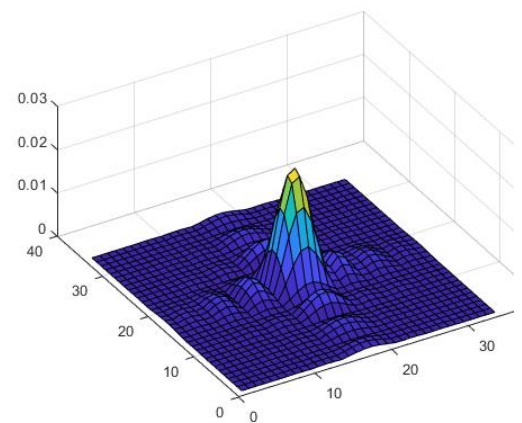
а



б



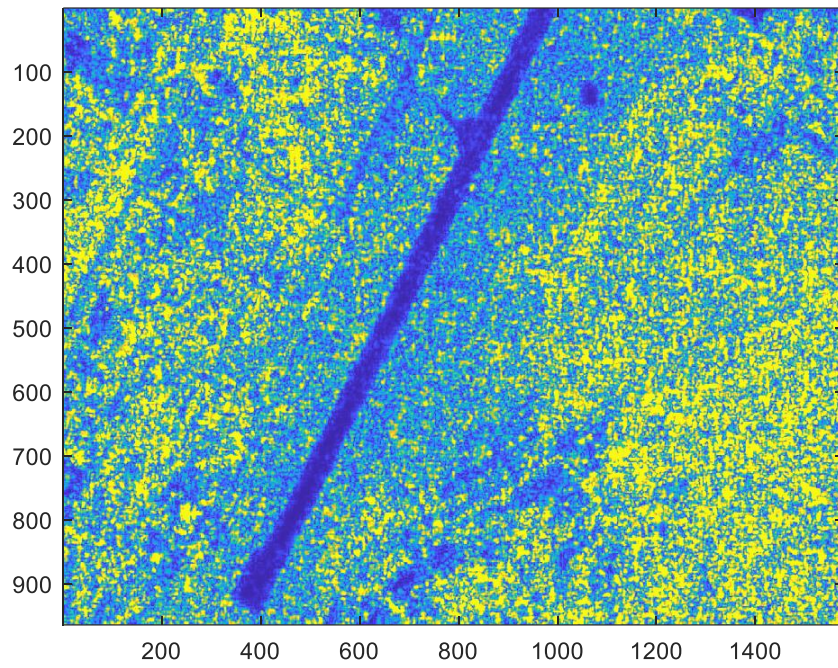
в



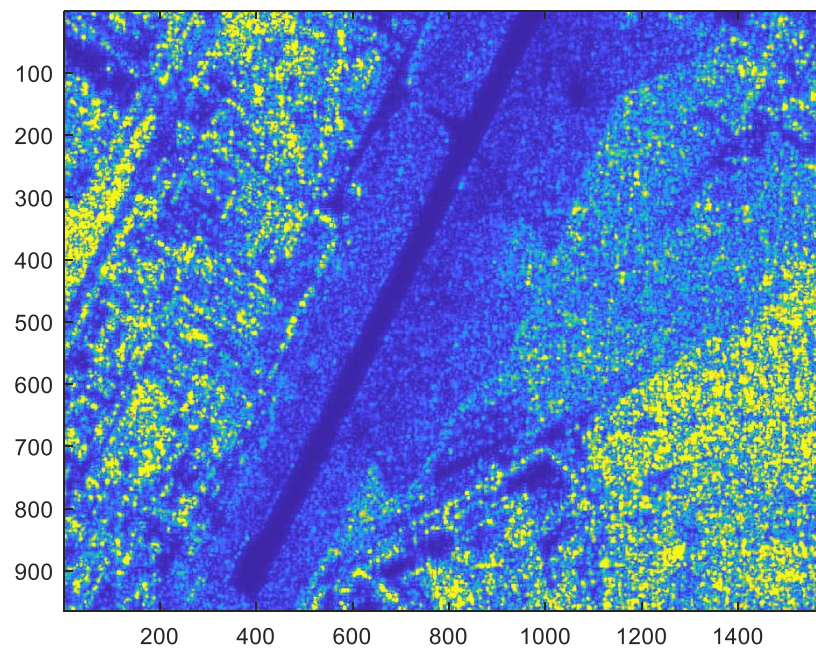
г

Рисунок 4.4 – Модулі нормованої функції невизначеності для різних типів зондуючих сигналів

На рис. 4.5 показано радіолокаційне зображення, що сформоване з використанням класичного методу синтезування апертури (з використанням функції невизначеності, зображеної на рис. 4.4 в) і модифікованого методу оптимальної когнітивної обробки сигналів.



а



б

Рисунок 4.5 – Радіолокаційні зображення, що відновлені: а - класичним методом, б – модифікованим когнітивним методом

Якісно радіолокаційне зображення після когнітивної обробки краще, бо спостерігаються нові об'єкти та контури різних об'єктів на зображенні більш чіткі. Окрім візуальних оцінок підвищення якості необхідно надати кількісні оцінки підвищення цієї якості отриманих радіозображень. Для цього розраховано ентропію, точність і ступінь відмінності від тестового зображення за наступними метриками якості (повністю еталонними і без еталонних): середньоквадратична похибка (MSE), пікове співвідношення сигнал-шум (PSNR), індекс структурної подібності (SSIM), Blind/Referenceless image spatial quality evaluator (BRISQUE), Natural image quality evaluator (NIQE) та Perception based Image quality evaluator (PIQE). Всі результати наведено в таблиці 4.1.

Таблиця 4.1 – Результати розрахунку якості радіолокаційних зображень

Рисунок	MSE	PSNR	SSIM	BRISQUE	NIQE	PIQE
Рис. 3.3	0	Inf	1	44.835	3.844	33.889
Рис. 3.5а	3985,1	12.126	0.66	47.293	6.247	61.561
Рис. 3.5б	<b>3249,8</b>	<b>13.012</b>	<b>0.73</b>	49.256	<b>4.686</b>	<b>53.493</b>

З аналізу отриманих результатів випливає, що запропонована когнітивна схема бортової РСА з адаптивним передавачем, що налаштовує максимум амплітуди зондуючого сигналу під величину комплексного коефіцієнту віддзеркалення, дозволяє формувати радіолокаційні зображення більш високої якості. Якість зображень підвищується приблизно на 7 відсотків.

Запропоноване для аналізу зображення має багато однорідних ділянок зображення. Розглянемо ще одне тестове зображення з більш розрізною, складною структурою та високою роздільною здатністю, що показане на рис. 4.6.

Результати імітаційного моделювання радіолокаційних зображень для класичного методу синтезування апертур та для когнітивної обробки в РСА

показані на рис. 4.7.

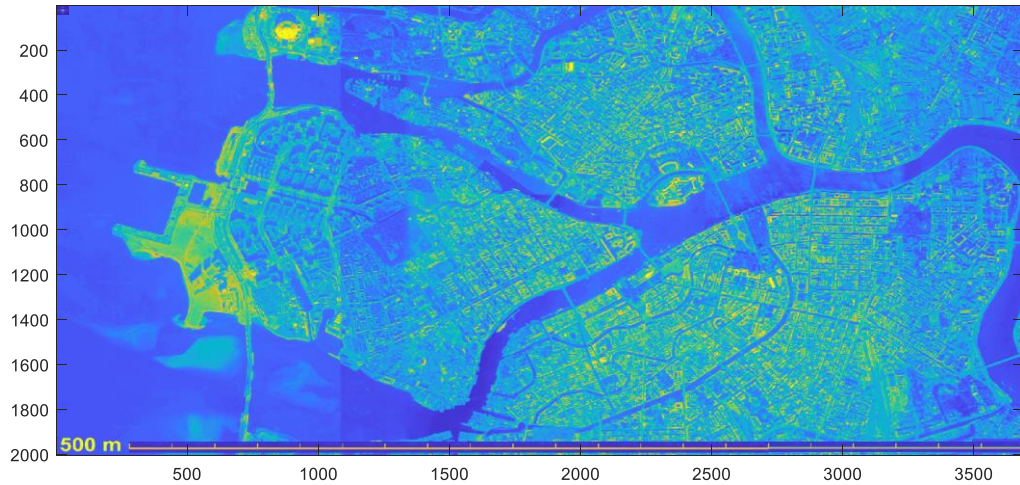
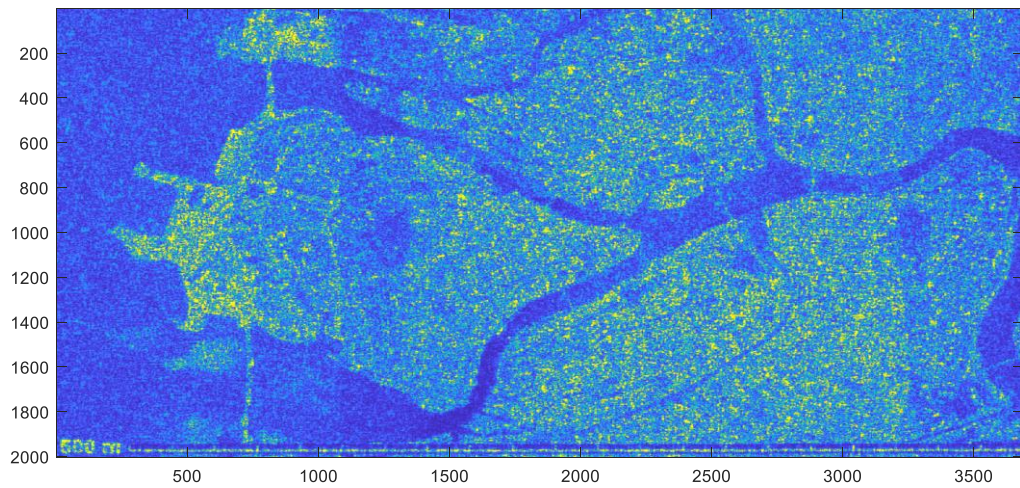
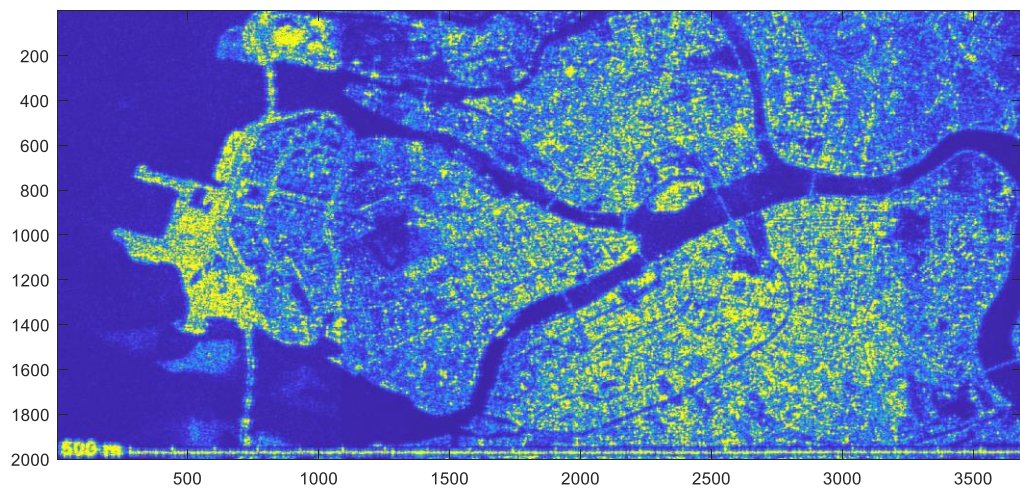


Рисунок 4.6 – Тестове радіолокаційне зображення



а



б

Рисунок 4.7 – Радіолокаційні зображення, що відновлені: а - класичним методом, б – модифікованим когнітивним методом

Дослідження якості отриманих зображень також виконувалось з використанням метрик, що потребують еталонного зображення, та безеталонних меж. Результати наведені в табл. 4.2.

Таблиця 4.2 – Результати розрахунку якості радіолокаційних зображень

Рисунок	MSE	PSNR	SSIM	BRISQUE	NIQE	PIQE
Рис. 3.6	0	Inf	1	47,876	6,123	61,353
Рис. 3.7а	7771,8	9,225	0,47	43,434	12,436	76,711
Рис. 3.7б	<b>2340,2</b>	<b>14,438</b>	<b>0,826</b>	48,311	<b>7,826</b>	<b>58,851</b>

За результатами в таблиці 4.2 можна стверджувати, що для неоднорідних, складних зображень якість когнітивної обробки ще більше покращується. В середньому якість зображень відповідно до синтезованої схеми та запропонованого оброблення сигналів збільшилась на 35% в порівнянні з класичними методами, що не враховують апіорної інформації.

Отримані зображення можуть бути додатково оброблені з метою зменшення впливу спекл-структури на істинне зображення. Для цього доцільно реалізувати запропонований дискретний розширений фільтр Калмана з використанням сучасних методів штучного інтелекту для побудови прогнозу оцінювання.

#### Висновки до розділу

Приймаючи до уваги алгоритми нелінійної фільтрації, що отримані у першому та другому розділі, синтезована структурна схема когнітивного радара аерокосмічного базування з оптимальною просторово-часовою обробкою сигналів. Розкриті усі необхідні операції що виконуються в оптимальному дискримінаторі при узгодженій фільтрації прийнятих антенною решіткою високочастотних коливань з одиничним сигналом.

Введено три етапи первинної обробки: просторова обробка в діаграмоформуєчій схемі, внутрішньоімпульсна обробка сигналів за дальністю та траєкторна обробка цифрових сигналів за азимутом. Результат первинної обробки фільтрується в оптимальному розширеному фільтрі Калмана.

Результати формування когерентних радіолокаційних зображень в класичних радарях з антенними решітками і в когнітивних РСА досліджені методами імітаційного моделювання в програмі MatLab. За результатами дослідження отримані якісно кращі зображення. Для визначення кількісної оцінки виграшу застосовані метрики, що потребують знання еталонного зображення, та безеталонні міри. Результати розрахунку показали, що виграш в якості залежить від однорідності радіолокаційних зображень. Зокрема для майже однорідного зображення підвищення якості склало 7 %, а для зображень з розрізною структурою якість зображень збільшилась на 35 % в порівнянні з класичними методами, що не враховують апріорної інформації.

## ВИСНОВКИ

У дисертації вирішена актуальна наукова задача статистичного синтезу оптимальних методів вторинного просторово-часового оброблення сигналів в аерокосмічних когнітивних радарів формування радіозображень поверхонь з високою якістю.

1. Актуальність завдання, що вирішується, обґрунтована на основі аналізу існуючих систем когнітивних радарів, які зараз створюються на вивчаються в усьому світі. Однак, більшість таких радарів побудовані евристичними методами, що узагальнюють практичний досвід використання і не дають можливості використати їх повний потенціал. Це протиріччя породжує актуальну науково-прикладну задачу статистичного синтезу оптимальних методів вторинного просторово-часового оброблення сигналів в аерокосмічних когнітивних радарів формування радіозображень поверхонь з високою якістю.

У дисертації запропоновано використання концепції когнітивних радарів, що передбачають адаптивне налаштування передавача, приймача і фазованої антенної решітки, використання апріорної інформації про область спостереження, та наявність зворотного зв'язку для вирішення протиріччя при отриманні широкої смуги огляду і високої азимутальної роздільної здатності в бортових радіолокаційних системах з синтезуванням апертури. Синтезований оптимальний метод оброблення сигналів базується на теорії нелінійної фільтрації і вторинної обробки сигналів. На основі розробленого оптимального методу оброблення сигналів запропонована структура бортового когнітивного радару дистанційного зондування Землі.

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

2.1. Отримала подальшого розвитку концепція побудови аерокосмічних когнітивних радарів формування радіолокаційних зображень поверхні, що, на відміну від існуючих, передбачає вирішення оптимізаційної задачі



статистичного синтезу алгоритмів вторинного просторово-часового оброблення сигналів задля оптимального об'єднання в єдиній системі адаптивного багатоканального передавача, адаптивного багатоканального приймача, фазованої антенної решітки, динамічної бази даних про навколишнє середовище та інтелектуального процесору.

2.2. Вперше синтезовано оптимальний метод вторинного оброблення просторово-часових сигналів в аерокосмічних когнітивних радарів радіобачення підстильної поверхні. На відміну від існуючих операцій когерентного накопичення траєкторного сигналу та його узгодженої обробки в фільтрах, що враховують лише геометрію огляду поверхні та траєкторію руху носія, новий метод використовує апріорну інформацію про поточний стан навколишнього середовища та результати попередніх радіолокаційних спостережень поверхні Землі.

2.3. Вперше вирішена оптимізаційна задача синтезу цифрових алгоритмів фільтрації комплексного коефіцієнта розсіювання підстильної поверхні в бортових аерокосмічних когнітивних радарів радіобачення. Отримані нові оптимальні операції відповідають роботі розширеного фільтру Калмана та дозволяють практично реалізувати вторинне оброблення сигналів в аерокосмічних когнітивних радарів.

2.4. Удосконалено принципи побудови аерокосмічних радарів радіобачення підстильної поверхні, що реалізують синтезований метод вторинного оброблення просторово-часових сигналів, враховують всі необхідні складові когнітивного радара та дозволяють формувати високоточні радіолокаційні зображення поверхні Землі.

3. Практичне значення отриманих результатів полягає у наступному:

3.1. Розроблено дискретний алгоритм нелінійної фільтрації комплексного коефіцієнта віддзеркалення поверхні. Отримані результати дозволяють розробити рекомендації з побудови когнітивних бортових радарів дистанційного зондування при аналого-цифровому перетворенні процесів, що підлягають спостереженню та обробці.

3.2. Синтезована структурна схема когнітивного радару аерокосмічного базування з оптимальною просторово-часовою обробкою сигналів. Розкриті усі необхідні операції що виконуються в оптимальному дискримінаторі при узгодженій фільтрації прийнятих антенною решіткою високочастотних коливань з одиничним сигналом.

3.3. Результати формування когерентних радіолокаційних зображень в класичних радарах з антенними решітками і в когнітивних РСА досліджені методами імітаційного моделювання. За результатами дослідження отримані якісно кращі зображення.

3.4. Отримані результати є підґрунтям для розширення можливостей аерокосмічних систем дистанційного зондування оптимальними методами та алгоритмами вторинної обробки просторово-часових сигналів для отримання якісно кращих радіолокаційних зображень.

**СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ**

1. S. Haykin, "Cognitive radar: a way of the future," in *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 23, no. 1, pp. 30-40, Jan. 2006, doi: 10.1109/MSP.2006.1593335.
2. S. Haykin, Y. Xue and P. Setoodeh, "Cognitive Radar: Step Toward Bridging the Gap Between Neuroscience and Engineering," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 100, no. 11, pp. 3102-3130, Nov. 2012, doi: 10.1109/JPROC.2012.2203089.
3. J. R. Guerci, "Cognitive radar: A knowledge-aided fully adaptive approach," 2010 IEEE Radar Conference, Arlington, VA, USA, 2010, pp. 1365-1370, doi: 10.1109/RADAR.2010.5494403.
4. J. R. Guerci and E. J. Baranoski, "Knowledge-aided adaptive radar at DARPA: an overview," in *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 23, no. 1, pp. 41-50, Jan. 2006, doi: 10.1109/MSP.2006.1593336.
5. W. L. Melvin and J. R. Guerci, "Knowledge-aided signal processing: a new paradigm for radar and other advanced sensors," in *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 42, no. 3, pp. 983-996, July 2006, doi: 10.1109/TAES.2006.248215.
6. Gantert, S.; Kern, A.; Doring, R.; Janoth, J.; Petersen, L.; Herrmann, J. The future of X-Band SAR: TerraSAR-X next generation and WorldSAR constellation. In *Proceedings of the Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar*, Tsukuba, Japan, 23–27 September 2013.
7. G. Krieger, N. Gebert and A. Moreira, "Multidimensional Waveform Encoding: A New Digital Beamforming Technique for Synthetic Aperture Radar Remote Sensing," in *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 46, no. 1, pp. 31-46, Jan. 2008, doi: 10.1109/TGRS.2007.905974.
8. Haykin, S., "Cognitive dynamic systems: perception–action cycle, radar, and radio", Cambridge University Press, 2012, 309 p., ISBN 978-0-521-11436-3, doi: 10.1017/CBO9780511818363.
9. Guerci, J. R., "Knowledge-Aided Sensor Signal Processing and Expert Reasoning (KASSPER)," *Proceedings of 1st Annual DARPA KASSPER Workshop*, Washington, D.C., 2002.
10. Nitzberg, R., "Radar Signal Processing and Adaptive Systems", Second Edition, Norwood, MA: Artech House, 1999, 361 p., ISBN: 9781580530347.

11. Melvin, W., et al., Knowledge-Based Space-Time Adaptive Processing for Airborne Early Warning Radar. *Aerospace and Electronic Systems Magazine*, IEEE, vol. 13, 1998, pp. 37–42, April 1998, doi: 10.1109/62.666835.
12. Gini, F., and M. Rangaswamy, “Knowledge-Based Radar Detection, Tracking and Classification,” in *Adaptive & Learning Systems for Signal Processing, Communications & Control Series*, New York: Wiley-IEEE Press, 2008, doi: 10.1002/9780470283158.
13. Kaizhi Wang, Xingzhao Liu, Guozhong Chen and Bin Tang, "Waveform agile SAR sensor," EUSAR 2012; 9th European Conference on Synthetic Aperture Radar, Nuremberg, Germany, 2012, pp. 627-630.
14. G. Krieger et al., "Digital beamforming and MIMO SAR: Review and new concepts," EUSAR 2012; 9th European Conference on Synthetic Aperture Radar, Nuremberg, Germany, 2012, pp. 11-14.
15. A. Currie, M. A. Brown. Wide-swath SAR. *IEE Proceedings F (Radar and Signal Processing)*, vol. 139, pp. 122-135, 1992, doi: 10.1049/ip-f-2.1992.0016.
16. M. Suess, B. Grafmueller and R. Zahn, "A novel high resolution, wide swath SAR system," IGARSS 2001. Scanning the Present and Resolving the Future. Proceedings. IEEE 2001 International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Sydney, NSW, Australia, 2001, pp. 1013-1015 vol. 3, doi: 10.1109/IGARSS.2001.976731.
17. G. Krieger, N. Gebert and A. Moreira, "Unambiguous SAR signal reconstruction from nonuniform displaced phase center sampling," in *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 1, no. 4, pp. 260-264, Oct. 2004, doi: 10.1109/LGRS.2004.832700.
18. C. Fischer, C. Heer, G. Krieger, and R. Werninghaus, “A high resolution wide swath SAR,” EUSAR 2006; European Conference on Synthetic Aperture Radar, Dresden, Germany, 2006, pp. 1-4, ISBN 3-8007-2960-1.
19. N. Gebert, G. Krieger, and A. Moreira, “High resolution wide swath SAR imaging with digital beamforming—Performance analysis, optimization and system design,” EUSAR 2006; European Conference on Synthetic Aperture Radar, Dresden, Germany, 2006, pp. 1-4, ISBN 3-8007-2960-1.
20. G. Krieger and A. Moreira, “Spaceborne bi- and multistatic SAR: Potential and challenges,” *Proc. Inst. Electr. Eng.—Radar, Sonar Navig.*, vol. 153, no. 3, pp. 184–198, Jun. 2006, doi: 10.1049/ip-rsn:20045111.

21. G. Krieger, N. Gebert, and A. Moreira, "Hochauflösendes Synthetik-Apertur-Seitensicht-Radarsystem mittels Digital Beamforming," German Patent Application DE 10 2006 022 814.6, 2006.
22. G. Krieger, N. Gebert, and A. Moreira, "Digital beamforming techniques for spaceborne radar remote sensing," EUSAR 2006, European Conference on Synthetic Aperture Radar, Dresden, Germany, 2006, pp. 1-4, ISBN 3-8007-2960-1.
23. G. Krieger, N. Gebert and A. Moreira, "Multidimensional Waveform Encoding: A New Digital Beamforming Technique for Synthetic Aperture Radar Remote Sensing," in IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 46, no. 1, pp. 31-46, Jan. 2008, doi: 10.1109/TGRS.2007.905974.
24. A. R. Brenner and J. H. G. Ender, "Demonstration of advanced reconnaissance techniques with the airborne SAR/GMTI sensor PAMIR," Proc. Inst. Electr. Eng.—Radar, Sonar Navig., vol. 153, no. 2, pp. 152–162, Apr. 2006, doi: 10.1049/ip-rsn:20050044.
25. G. Krieger, I. Rentschler, G. Hauske, K. Schill, and C. Zetsche, "Object and scene analysis by saccadic eye-movements: An investigation with higher-order statistics," Spat. Vis., vol. 13, no. 2/3, pp. 201–214, Nov. 2000, doi: 10.1163/156856800741216.
26. K. Schill, E. Umkehrer, S. Beinlich, G. Krieger, and C. Zetsche, "Knowledge-based scene analysis with saccadic eye-movements," J. Electron. Imaging, vol. 10, no. 1, pp. 152–160, 2001, doi: 10.1117/12.348483.
27. W. Weaver and C. E. Shannon, The Mathematical Theory of Communication. Urbana, IL: Univ. Illinois Press, 1949.
28. T. M. Cover and J. M. Thomas, Elements of Information Theory. New York: Wiley, 2006.
29. История отечественной радиолокации: монографія / В. П. Рябуха и др.; под ред. А. С. Якунина. Москва: Издательский дом "Столичная энциклопедия", 2011. 767 с.
30. Рябуха В. П. Теорія і техніка захисту РЛС з плоскими ФАР від маскувальних шумових, пасивних і комбінованих завад на основі адаптивних решітчастих фільтрів: дис. канд. техн. наук: 05.12.17 / Харківський національний університет радіоелектроніки. Харків, 2019. 602 с.
31. K. V. Mishra, Y. C. Eldar, E. Shoshan, M. Namer and M. Meltsin, "A Cognitive Sub-Nyquist MIMO Radar Prototype," in IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 56, no. 2, pp. 937-955, April 2020, doi: 10.1109/TAES.2019.2924163.

32. K. L. Bell, C. J. Baker, G. E. Smith, J. T. Johnson, and M. Rangaswamy, "Cognitive radar framework for target detection and tracking," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 9, no. 8, pp. 1427–1439, 2015, doi: 10.1109/JSTSP.2015.2465304.
33. A. M. Elbir, K. V. Mishra, and Y. C. Eldar, "Cognitive radar antenna selection via deep learning," *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2019, doi: 10.1049/iet-rsn.2018.5438.
34. A. Aubry, A. De Maio, Y. Huang, M. Piezzo and A. Farina, "A new radar waveform design algorithm with improved feasibility for spectral coexistence," in *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 51, no. 2, pp. 1029-1038, April 2015, doi: 10.1109/TAES.2014.140093.
35. K. V. Mishra and Y. C. Eldar, "Performance of time delay estimation in a cognitive radar," 2017 *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, New Orleans, LA, USA, 2017, pp. 3141-3145, doi: 10.1109/ICASSP.2017.7952735.
36. D. Cohen, K. V. Mishra and Y. C. Eldar, "Spectrum Sharing Radar: Coexistence via Xampling," in *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 54, no. 3, pp. 1279-1296, June 2018, doi: 10.1109/TAES.2017.2780599.
37. K. V. Mishra, A. Zhitnikov and Y. C. Eldar, "Spectrum Sharing Solution for Automotive Radar," 2017 *IEEE 85th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, Sydney, NSW, Australia, 2017, pp. 1-5, doi: 10.1109/VTCspring.2017.8108413.
38. K. V. Mishra, M. R. Bhavani Shankar, V. Koivunen, B. Ottersten and S. A. Vorobyov, "Toward Millimeter-Wave Joint Radar Communications: A Signal Processing Perspective," in *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 36, no. 5, pp. 100-114, Sept. 2019, doi: 10.1109/MSP.2019.2913173.
39. E. Fishler, A. Haimovich, R. Blum, D. Chizhik, L. Cimini and R. Valenzuela, "MIMO radar: an idea whose time has come," *Proceedings of the 2004 IEEE Radar Conference (IEEE Cat. No.04CH37509)*, Philadelphia, PA, USA, 2004, pp. 71-78, doi: 10.1109/NRC.2004.1316398.
40. B. Li, A. P. Petropulu and W. Trappe, "Optimum Co-Design for Spectrum Sharing between Matrix Completion Based MIMO Radars and a MIMO Communication System," in *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 64, no. 17, pp. 4562-4575, 1 Sept.1, 2016, doi: 10.1109/TSP.2016.2569479.
41. F. Liu, C. Masouros, A. Li, H. Sun and L. Hanzo, "MU-MIMO Communications With MIMO Radar: From Co-Existence to Joint Transmission,"

in IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 17, no. 4, pp. 2755-2770, April 2018, doi: 10.1109/TWC.2018.2803045.

42. J. Qian, M. Lops, Le Zheng, X. Wang and Z. He, "Joint System Design for Coexistence of MIMO Radar and MIMO Communication," in IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 66, no. 13, pp. 3504-3519, 1 July, 2018, doi: 10.1109/TSP.2018.2831624.

43. S. Na, K. V. Mishra, Y. Liu, Y. C. Eldar and X. Wang, "TenDSuR: Tensor-Based 4D Sub-Nyquist Radar," in IEEE Signal Processing Letters, vol. 26, no. 2, pp. 237-241, Feb. 2019, doi: 10.1109/LSP.2018.2885617.

44. E. Baransky, G. Itzhak, N. Wagner, I. Shmuel, E. Shoshan and Y. Eldar, "Sub-Nyquist radar prototype: Hardware and algorithm," in IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 50, no. 2, pp. 809-822, April 2014, doi: 10.1109/TAES.2014.120475.

45. K. V. Mishra and Y. C. Eldar, "Sub-Nyquist channel estimation over IEEE 802.11ad link," 2017 International Conference on Sampling Theory and Applications (SampTA), Tallinn, Estonia, 2017, pp. 355-359, doi: 10.1109/SAMP.2017.8024419.

46. Y. C. Eldar, R. Levi and A. Cohen, "Clutter Removal in Sub-Nyquist Radar," in IEEE Signal Processing Letters, vol. 22, no. 2, pp. 177-181, Feb. 2015, doi: 10.1109/LSP.2014.2351827.

47. D. Cohen, A. Dikopoltsev, R. Iffraimov and Y. C. Eldar, "Towards sub-nyquist cognitive radar," 2016 IEEE Radar Conference (RadarConf), Philadelphia, PA, USA, 2016, pp. 1-4, doi: 10.1109/RADAR.2016.7485122.

48. K. M. Cohen, C. Attias, B. Farbman, I. Tselniker and Y. C. Eldar, "Channel estimation in UWB channels using compressed sensing," 2014 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), Florence, Italy, 2014, pp. 1966-1970, doi: 10.1109/ICASSP.2014.6853942.

49. E. Brookner, "MIMO radar demystified and where it makes sense to use," 2014 International Radar Conference, Lille, France, 2014, pp. 1-6, doi: 10.1109/RADAR.2014.7060413.

50. C. Ma, T. S. Yeo, C. S. Tan and Z. Liu, "Three-Dimensional Imaging of Targets Using Colocated MIMO Radar," in IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 49, no. 8, pp. 3009-3021, Aug. 2011, doi: 10.1109/TGRS.2011.2119321.

51. W. -Q. Wang, "MIMO SAR imaging: Potential and challenges," in IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, vol. 28, no. 8, pp. 18-23, Aug. 2013, doi: 10.1109/MAES.2013.6575407.

52. C. Ma, T. S. Yeo, C. S. Tan, J. -Y. Li and Y. Shang, "Three-Dimensional Imaging Using Colocated MIMO Radar and ISAR Technique," in *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 50, no. 8, pp. 3189-3201, Aug. 2012, doi: 10.1109/TGRS.2011.2178607.

53. X. Zhuge and A. G. Yarovoy, "A Sparse Aperture MIMO-SAR-Based UWB Imaging System for Concealed Weapon Detection," in *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 49, no. 1, pp. 509-518, Jan. 2011, doi: 10.1109/TGRS.2010.2053038.

54. J. Klare and O. Saalman, "MIRA-CLE X: A new imaging MIMO-radar for multi-purpose applications," *The 7th European Radar Conference*, Paris, France, 2010, pp. 129-132.

55. T. Rommel, A. Patyuchenko, P. Laskowski, M. Younis and G. Krieger, "An orthogonal waveform scheme for imaging MIMO-Radar applications," *2013 14th International Radar Symposium (IRS)*, Dresden, Germany, 2013, pp. 917-922.

56. F. Belfiori, N. Maas, P. Hoogeboom and W. van Rossum, "TDMA X-band FMCW MIMO radar for short range surveillance applications," *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, Rome, Italy, 2011, pp. 483-487.

57. O. Biallawons, J. Klare and O. Saalman, "Technical realization of the MIMO radar MIRA-CLE Ka," *2013 European Radar Conference*, Nuremberg, Germany, 2013, pp. 21-24.

58. R. Feger, C. Wagner, S. Schuster, S. Scheiblhofer, H. Jager and A. Stelzer, "A 77-GHz FMCW MIMO Radar Based on an SiGe Single-Chip Transceiver," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 5, pp. 1020-1035, May 2009, doi: 10.1109/TMTT.2009.2017254.

59. A. Pedross-Engel, C. M. Watts, D. R. Smith and M. S. Reynolds, "Enhanced Resolution Stripmap Mode Using Dynamic Metasurface Antennas," in *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 55, no. 7, pp. 3764-3772, July 2017, doi: 10.1109/TGRS.2017.2679438.

60. T. Fromenteze, M. Boyarsky, J. Gollub, T. Sleasman, M. Imani and D. R. Smith, "Single-frequency near-field MIMO imaging," *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, Paris, France, 2017, pp. 1415-1418, doi: 10.23919/EuCAP.2017.7928576.

61. Feinberg, G., Mulleti, S., Shoshan, E., and Eldar, Y. C., "Hardware prototype demonstration of a cognitive sub-Nyquist automotive radar", vol. 55, no. 9, pp. 556–558, 2019. doi:10.1049/el.2018.7334.



62. Y. A. Nijsure, G. Kaddoum, N. Khaddaj Mallat, G. Gagnon and F. Gagnon, "Cognitive Chaotic UWB-MIMO Detect-Avoid Radar for Autonomous UAV Navigation," in *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, vol. 17, no. 11, pp. 3121-3131, Nov. 2016, doi: 10.1109/TITS.2016.2539002.

63. V. Venkatasubramanian, H. Leung and X. Liu, "Chaos UWB Radar for Through-the-Wall Imaging," in *IEEE Transactions on Image Processing*, vol. 18, no. 6, pp. 1255-1265, June 2009, doi: 10.1109/TIP.2009.2017340.

64. Y. Nijsure, G. Kaddoum and H. Leung, "Cognitive chaotic UWB-MIMO radar based on nonparametric Bayesian technique," in *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 51, no. 3, pp. 2360-2378, July 2015, doi: 10.1109/TAES.2015.140373.

65. T. Naghibi and F. Behnia, "MIMO Radar Waveform Design in the Presence of Clutter," in *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 47, no. 2, pp. 770-781, April 2011, doi: 10.1109/TAES.2011.5751224.

66. G. F. Tzortzis and A. C. Likas, "The Global Kernel k-Means Algorithm for Clustering in Feature Space," in *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol. 20, no. 7, pp. 1181-1194, July 2009, doi: 10.1109/TNN.2009.2019722.

67. E. B. Fox, D. S. Choi and A. S. Willsky, "Nonparametric Bayesian Methods for Large Scale Multi-Target Tracking," 2006 Fortieth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Pacific Grove, CA, USA, 2006, pp. 2009-2013, doi: 10.1109/ACSSC.2006.355118.

68. N. Bouguila and D. Ziou, "High-Dimensional Unsupervised Selection and Estimation of a Finite Generalized Dirichlet Mixture Model Based on Minimum Message Length," in *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, vol. 29, no. 10, pp. 1716-1731, Oct. 2007, doi: 10.1109/TPAMI.2007.1095.

49. E. Jackson, M. Davy, A. Doucet and W. J. Fitzgerald, "Bayesian Unsupervised Signal Classification by Dirichlet Process Mixtures of Gaussian Processes," 2007 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing - ICASSP '07, Honolulu, HI, USA, 2007, pp. III-1077-III-1080, doi: 10.1109/ICASSP.2007.366870.

70. L. Sun, Y. Zhang, G. Tian and M. Ma, "SAR Image Segmentation Using GHM-Based Dirichlet Process Mixture Models," 2009 International Joint Conference on Computational Sciences and Optimization, Sanya, China, 2009, pp. 886-888, doi: 10.1109/CSO.2009.371.

71. Y. Nijsure, W. P. Tay, E. Gunawan and J. L. C. Yue, "A Bayesian nonparametric approach to tumor detection using UWB imaging," 2012 IEEE

International Conference on Ultra-Wideband, Syracuse, NY, USA, 2012, pp. 187-191, doi: 10.1109/ICUWB.2012.6340410.

72. Neal, R. M. Markov Chain Sampling Methods for Dirichlet Process Mixture Models. *Journal of Computational and Graphical Statistics*, 2000, 9(2), 249–265, doi: 10.1080/10618600.2000.10474879.

73. P. Fearnhead, "Exact Bayesian curve fitting and signal segmentation," in *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 53, no. 6, pp. 2160-2166, June 2005, doi: 10.1109/TSP.2005.847844.

74. Fearnhead, P., "Exact and efficient Bayesian inference for multiple changepoint problems," *Statistics and Computing*, vol. 16, pp. 203–213, 2006, doi: 10.1007/s11222-006-8450-8

75. Y. Nijssure et al., "An Impulse Radio Ultrawideband System for Contactless Noninvasive Respiratory Monitoring," in *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 60, no. 6, pp. 1509-1517, June 2013, doi: 10.1109/TBME.2012.2237401.

76. A. Moses, M. J. Rutherford and K. P. Valavanis, "Radar-based detection and identification for miniature air vehicles," 2011 IEEE International Conference on Control Applications (CCA), Denver, CO, USA, 2011, pp. 933-940, doi: 10.1109/CCA.2011.6044363.

77. Lei Shi et al., "Multichannel sense-and-avoid radar for small UAVs," 2013 IEEE/AIAA 32nd Digital Avionics Systems Conference (DASC), East Syracuse, NY, 2013, pp. 6E2-1-6E2-10, doi: 10.1109/DASC.2013.6712628.

78. D. Klarer, P. Feil and M. Edrich, "Design considerations of airborne Sense & Avoid Radars," 2015 16th International Radar Symposium (IRS), Dresden, Germany, 2015, pp. 219-224, doi: 10.1109/IRS.2015.7226347.

79. T. Zsedrovits, P. Bauer, A. Zarandy, B. Vanek, J. Bokor and T. Roska, "Error analysis of algorithms for camera rotation calculation in GPS/IMU/camera fusion for UAV sense and avoid systems," 2014 International Conference on Unmanned Aircraft Systems (ICUAS), Orlando, FL, USA, 2014, pp. 864-875, doi: 10.1109/ICUAS.2014.6842334.

80. Z. Ma, T. Hu, L. Shen, W. Kong and B. Zhao, "A detection and relative direction estimation method for UAV in sense-and-avoid," 2015 IEEE International Conference on Information and Automation, Lijiang, China, 2015, pp. 2677-2682, doi: 10.1109/ICInfA.2015.7279738.

81. R. J. Kephart and M. S. Braasch, "See-and-avoid comparison of performance in manned and remotely piloted aircraft," in *IEEE Aerospace and*

Electronic Systems Magazine, vol. 25, no. 5, pp. 36-42, May 2010, doi: 10.1109/MAES.2010.5486540.

82. Hyeon-Cheol Lee, "Implementation of collision avoidance system using TCAS II to UAVs," in IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, vol. 21, no. 7, pp. 8-13, July 2006, doi: 10.1109/MAES.2006.1684262.

83. K. James and D. Ann, "The Traffic Alert and Collision Avoidance System," MIT Lincoln Laboratory Journal, vol. 16, no. 2, Jul. 2007.

84. J. M. Christiansen, G. E. Smith and K. E. Olsen, "USRP based cognitive radar testbed," 2017 IEEE Radar Conference (RadarConf), 2017, pp. 1115-1118, doi: 10.1109/RADAR.2017.7944371.

85. B. H. Kirk, K. A. Gallagher, J. W. Owen, R. M. Narayanan, A. F. Martone and K. D. Sherbondy, "Cognitive software defined radar: A reactive approach to RFI avoidance," 2018 IEEE Radar Conference (RadarConf18), 2018, pp. 0630-0635, doi: 10.1109/RADAR.2018.8378632.

86. Ponsford, Anthony et al. "Towards a Cognitive Radar: Canada's Third-Generation High Frequency Surface Wave Radar (HFSWR) for Surveillance of the 200 Nautical Mile Exclusive Economic Zone." Sensors (Basel, Switzerland) vol. 17,7 1588. 7 Jul. 2017, doi: 10.3390/s17071588.

87. J. A. Kovarskiy, B. H. Kirk, A. F. Martone, R. M. Narayanan and K. D. Sherbondy, "Evaluation of Real-Time Predictive Spectrum Sharing for Cognitive Radar," in IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 57, no. 1, pp. 690-705, Feb. 2021, doi: 10.1109/TAES.2020.3031766.

88. B. H. Kirk, R. M. Narayanan, K. A. Gallagher, A. F. Martone and K. D. Sherbondy, "Avoidance of Time-Varying Radio Frequency Interference With Software-Defined Cognitive Radar," in IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 55, no. 3, pp. 1090-1107, June 2019, doi: 10.1109/TAES.2018.2886614.

89. F. Stambouli, M. Limbach, T. Rommel and M. Younis, "A Cognitive Maritime SAR Concept for High Altitude Platforms," 2019 International Radar Conference (RADAR), 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/RADAR41533.2019.171276.

90. F. Stambouli, M. Limbach, T. Rommel and M. Younis, "A Cognitive Synthetic Aperture Radar Concept for Tracking and Imaging Operation," 2019 20th International Radar Symposium (IRS), 2019, pp. 1-9, doi: 10.23919/IRS.2019.8768177.

91. R. Oechslin, U. Aulenbacher, K. Rech, S. Hinrichsen, S. Wieland and P. Wellig, "Cognitive radar experiments with CODIR," International Conference on Radar Systems (Radar 2017), 2017, pp. 1-6, doi: 10.1049/cp.2017.0386.

92. A. Huizing, M. Heiligers, B. Dekker, J. de Wit, L. Cifola and R. Harmanny, "Deep Learning for Classification of Mini-UAVs Using Micro-Doppler Spectrograms in Cognitive Radar," in *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 34, no. 11, pp. 46-56, 1 Nov. 2019, doi: 10.1109/MAES.2019.2933972.

93. Тихонов В. И. Нелинейная фильтрация и квазикогерентный прием сигналов [Текст] / В. И. Тихонов, Н. К. Кульман. – М.: Советское радио, 1975. – 704 с.

94. Ярлыков М.С. Марковская теория оценивания случайных процессов [Текст] / М. С. Ярлыков, М. А. Миронов. – М.: Радио и связь, 1993. – 461 с.

95. Вопросы статистической теории радиолокации. [Текст] : в 2-х томах / П. А. Бакут и др.; под общ. ред. проф. Г. П. Тартаковского. – М: Советское радио, 1963. – Том 1. – 423 с.

96. Математические основы современной радиоэлектроники [Текст] / И. А. Большаков, Л. С. Гуткин, Е. Р. Левин, Р. Л. Стратонович. – М.: Сов. радио, 1968. – 204 с.

97. Радиоприемные устройства [Текст] : учеб. пособие для радиотехнич. спец. вузов / Ю. Т. Давыдов и др.; под ред. А. П. Жуковского. – М.: Высшая школа, 1989. – 342 с. – ISBN: 978-5-06-001328-6.

98. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники [Текст] / Б. Р. Левин. — 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1989. — 656 с. – ISBN 5-256-00264-3.

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

100. Волосяк В.К., Павліков В.В., Жила С.С., Кошарський В.В., Одокієнко О.В., Церне Е.О. Оптимізація структури багатоканального бортового радару з синтезуванням апертури антени та алгоритмом селекції ліній електропередач на тлі земної поверхні / *Авіаційно-космічна техніка і технологія*, 2020, №5(165), С. 103-108, doi: 10.32620/aktt.2020.5.13.

101. V. Volosyuk, S. Zhyla, N. Ruzhentsev, E. Tserne, D. Kolesnikov and D. Vlasenko, "Optimal Method of RCS Estimation in Synthetic Aperture Radar with Linear Antenna Array," 2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW), Kharkiv, Ukraine, 2020, pp. 1-6, doi: 10.1109/UkrMW49653.2020.9252648.

102. V. Volosyuk, S. Zhyla, N. Ruzhentsev, E. Tserne, V. Kosharskyi and O. Inkarbaieva, "Optimal Signal Processing Method for Synthetic Aperture Radar with Planar Antenna Array," 2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW), Kharkiv, Ukraine, 2020, pp. 1-6, doi: 10.1109/UkrMW49653.2020.9252617.

103. Optimal Radar Cross Section Estimation in Synthetic Aperture Radar With Planar Antenna Array / Volosyuk V., Zhyla S., Pavlikov V., Vlasenko D., Kosharskyi V., Kolesnikov D., Inkarbaieva O., Nezhalskaya K. // Radioelectronic and Computer Systems. – 2021. – №1, с. 50-59. doi: 10.32620/reks.2021.1.04,

104. Radar imaging complex with SAR and ASR for aerospace vehicle / Pavlikov, V., Belousov, K., Zhyla, S., Tserne, E., Shmatko, O., Sobkolov, A., Vlasenko, D., Kosharskyi, V., Odokiienko, O., Ruzhentsev, M.// Radioelectronic and computer systems. – 2021. – № 3. – с. 63-78. doi: 10.32620/reks.2021.3.06,

105. V. Pavlikov, V. Volosyuk, S. Zhyla, E. Tserne, O. Shmatko and A. Sobkolov, "Active-Passive Radar for Radar Imaging from Aerospace Carriers," 2021 IEEE 19th International Conference on Smart Technologies (EUROCON), Lviv, Ukraine, 2021, pp. 18-24. doi: 10.1109/EUROCON52738.2021.9535619.

106. V. Volosyuk, S. Zhyla, V. Pavlikov, D. Vlasenko, O. Inkarbaieva and D. Kolesnikov, "Heuristic Structures of Cognitive Aerospace Remote Sensing Radars," 2022 IEEE 3rd International Conference on System Analysis & Intelligent Computing (SAIC), Kyiv, Ukraine, 2022, pp. 1-6. doi: 10.1109/SAIC57818.2022.9922992.

107. ТИХОНОВ В. И. ОПТИМАЛЬНЫЙ ПРИЕМ СИГНАЛОВ [Текст] / В. И. ТИХОНОВ. — М.: Радио и связь, 1983. — 320 с.

108. S. Zhyla, V. Volosyuk, V. Pavlikov, D. Vlasenko, D. Vasylchenko and K. Nezhalskaya, "Optimal Signal Processing in a Cognitive Synthetic Aperture Radar," 2022 The 12th International Conference on Dependable Systems, Services and Technologies (DESSERT), Greece, Athens, 2022, pp. 1-6, doi: 10.1109/DESSERT58054.2022.10018683.

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

110. Grimble MJ, Johnson MA (2005) Optimum wiener filter. In: Zaknich A (ed) Principles of adaptive filters and self-learning systems. Springer, London, pp 159–172, doi: 10.1007/1-84628-121-0\_5.

111. Time Series Analysis: A Heuristic Primer; 2.6 Wiener and Kalman Filters [Electronic resource] / Massachusetts Institute of Technology. – Access mode: <http://web.mit.edu/12.864/classnotes.pdf> – 12.06.2024.

112. Dogariu L-M, Paleologu C, Benesty J, Stanciu C-L, Oprea C-C, Ciochină S. A Kalman Filter for Multilinear Forms and Its Connection with Tensorial Adaptive Filters. *Sensors*. 2021; 21(10):3555, doi: 10.3390/s21103555

113. S. Zhyla, V. Volosyuk, V. Pavlikov, D. Vlasenko, O. Mazurenko and B. Lisohorskyi, "Optimal Digital Algorithm of a Cognitive Synthetic Aperture Radar Operation," 2022 The 12th International Conference on Dependable Systems, Services and Technologies (DESSERT), Greece, Athens, 2022, pp. 1-6. Doi: 10.1109/DESSERT58054.2022.10018824.

114. S. Zhyla, V. Volosyuk, V. Pavlikov, D. Vlasenko, V. Borodavka and O. Pidlisnyi, "Structural Diagram of an Aerospace Cognitive Radar for the Earth Remote Sensing," 2022 The 12th International Conference on Dependable Systems, Services and Technologies (DESSERT), Greece, Athens, 2022, pp. 1-6. Doi: 10.1109/DESSERT58054.2022.10018767.

115. Volosyuk, V., Zhyla, S., Ruzhentsev, M., Sobkolov, A., Tserne, E., Kolesnikov, D., Vlasenko, D., Topal, M. Radar cross-section imaging in synthetic aperture radar with linear antenna array and adaptive receiver. *Radio Electronics, Computer Science, Control*, 2020, no. 3, pp. 7-21. Doi: 10.15588/1607-3274-2020-3-1.

## ДОДАТОК А

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

про впровадження результатів наукового дослідження аспіранта  
 кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем  
**ВЛАСЕНКО Дмитра Сергійовича**  
 на здобуття наукового ступеня доктора філософії  
 за спеціальністю 172 Телекомунікації та радіотехніка

Комісія у складі:

голови – завідувача кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем, д.т.н.,  
 доцента Семена ЖИЛИ  
 членів комісії – г.н.с., д.т.н., професора Миколи РУЖЕНЦЕВА  
 д.т.н., доцента Анатолія ПОПОВА  
 д.т.н., професора Валерія ВОЛОСЮКА

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

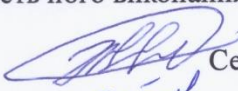
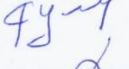


- оптимальний алгоритм нелінійної фільтрації у когнітивних радарях оцінювання когерентного зображення підстильних поверхонь;
- розроблена структура цифрового розширеного фільтру Калмана для фільтрації комплексного коефіцієнта розсіювання поверхні;
- імітаційне моделювання радіолокаційних зображень отриманих когнітивними РСА;
- імітаційне моделювання алгоритмів вторинної обробки сигналів в когерентній РСА;

були впроваджені у навчальному процесі кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем у вигляді практичного та теоретичного матеріалу у навчальних дисциплінах: «Статистична теорія радіотехнічних систем», «Інформаційно-вимірювальні радіотехнічні системи», «Статистична динаміка систем радіоавтоматики», «Математичні методи моделювання і оптимальних рішень», «Формування та обробка зображень у оптичних та радіолокаційних системах».

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

Голова комісії:

Члени комісії:

 Семен ЖИЛА  
 Микола РУЖЕНЦЕВ  
 Анатолій ПОПОВ  
 Валерій ВОЛОСЮК