

Міністерство освіти і науки України
Національний аерокосмічний університет
«Харківський авіаційний інститут»

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

Ковальчук Даниїл Іванович

УДК 621.396.96

ДИСЕРТАЦІЯ

**ОПТИМІЗАЦІЯ СТРУКТУРИ МАЛОГАБАРИТНОГО РАДАРУ ОГЛЯДУ
ПОВЕРХНІ З НЕПЕРЕРВНИМИ ЛІНІЙНО-ЧАСТОТНИМИ
МОДУЛЬОВАНИМИ СИГНАЛАМИ**

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

_____ Даниїл КОВАЛЬЧУК
(підпис)

Науковий керівник

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

Харків – 2025

АНОТАЦІЯ

Ковальчук Даниїл Іванович. Оптимізація структури малогабаритного радару огляду поверхні з неперервними лінійно-частотними модульованими сигналами. – 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 «Харківський авіаційний інститут», Харків, 2025.

Дисертаційне дослідження спрямоване на розроблення та дослідження структури малогабаритного радару огляду поверхні, що ґрунтується на результатах оптимізації методу просторово-часового оброблення безперервних лінійно-частотно модульованих сигналів задля формування високоточних радіолокаційних зображень підстилаючої земної поверхні. Вказану систему пропонується застосовувати у якості бортової радіолокаційної системи із синтезованою апертурою у безпілотних літальних апаратах з метою дослідження місцевості. Таким чином, мета дослідження – підвищення роздільної здатності радіозображень за рахунок статистичної оптимізації структури бортового радару огляду поверхні з неперервними лінійно-частотними модульованими сигналами та методом синтезування апертури.

Об'єктом дослідження є процес оброблення відбитих поверхнею неперервних лінійно-частотних модульованих сигналів задля формування високоточних радіолокаційних зображень.

Предметом дослідження є статистично оптимальні методи просторово-часового оброблення сигналів, структурні схеми малогабаритних бортових радіолокаційних систем формування радіозображень підстильної земної поверхні.

Актуальність проведеного дослідження обумовлена зростаючим попитом використання безпілотних літальних апаратів для вирішення задач дистанційного зондування підстильної поверхні із високою роздільною здатністю. Особливості експлуатації таких апаратів, зокрема їх низька робоча

висота польоту, вантажопідйомність і обмежена енергетична ємність, унеможливають ефективне використання імпульсних радіолокаційних систем через наявність мертвої зони в зоні огляду, значних масо-габаритних характеристик і велику споживану потужність. Вирішення цієї проблеми полягає у застосуванні енергоефективних передавачів неперервних сигналів з лінійно-частотною модуляцією, що забезпечує дослідження поверхні на близьких відстанях з борта літального апарату. Додатковою перевагою є можливість серійного виробництва високоточних радарів з синтезуванням апертури авіаційного базування на території України за рахунок використання елементної бази вітчизняних підприємств, що має нижчу вартість і не підпадає під обмеження експортного контролю, на відміну від компонентів імпульсних радіолокаційних систем. Таким чином, для досягнення визначеної в дисертаційному дослідженні мети необхідно було вирішити низку завдань.

Розроблено імітаційну модель формування когерентних радіолокаційних зображень підстильної земної поверхні з борта безпілотного літального апарату, що враховує стохастичну структуру комплексного коефіцієнту розсіювання об'єкту вимірювання, особливості оброблення безперервних лінійно-частотно модульованих сигналів в радарх з синтезуванням апертури, геометрію вимірювання, щільність ймовірності внутрішніх шумів приймача, параметри зондуючих сигналів.

За критерієм максимуму функції правдоподібності синтезовано оптимальний алгоритм формування високоточних радіолокаційних зображень підстилюючої земної поверхні у радарх із синтезуванням апертури та обробленням неперервних сигналів із лінійно-частотною модуляцією. На відміну від існуючих, оптимальний метод дозволяє формувати радіолокаційні зображення з кращою роздільною здатністю за рахунок просторово-часового когерентного оброблення прийнятих сигналів з декорельованими опорними функціями, що враховують стохастичну природу розсіяних сигналів від об'єктів дослідження та природних поверхонь.

Вперше розроблено структурну схему бортового радару з синтезуванням апертури, що передбачає модифіковане оброблення безперервних лінійно-частотно модульованих сигналів. Розроблена структура відрізняється

простотою реалізації передавача і каналу формування високочастотного когерентного опорного сигналу, передбачає нову операцію інверсної фільтрації опорних низькочастотних сигналів, що реалізує розширення діапазону частот когерентного оброблення прийнятих коливань, пропорційно до відношення сигнал/завада.

Виконано апробацію синтезованого оптимального алгоритму та розробленої структурної схеми в результаті експериментального виготовлення малогабаритного радару W-діапазону хвиль з когерентним просторово-часовим обробленням лінійно-частотно модульованих сигналів та проведення лабораторних вимірювань. Отримані результати підтверджують підвищення роздільної здатності радіолокаційних зображень за рахунок декореляції опорних сигналів.

Ключові слова: дистанційне зондування, оптимальний алгоритм оброблення сигналів, радар з синтезуванням апертури, структурна схема, стохастичний сигнал, гаусівський шум, система виявлення, кореляційні функції, декореляційні функції.

Список публікацій здобувача за темою дисертації

1. D.S. Vlasenko, O.S. Inkarbaeva, M.S. Peretyatko, D.I. Kovalchuk, O.V. Sereda. 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. (Scopus, Q3)
2. E.O. Tserne, A.V. Popov, D.I. Kovalchuk, O.V. Sereda, O. Pidlischnyi. Four-antenna amplitude direction finder: statistical synthesis and experimental research of signal processing algorithm. *Radioelectronic and Computer Systems*, 2023, no 4, pp. 88-99. Doi: 10.32620/reks.2023.4.08. (Scopus, Q3)
3. V.K. Volosyuk, V.V. Pavlikov, S.S. Zhyla, A.V. Popov, M.V. Ruzhentsev, E.O. Tserne, D.V. Kolesnikov, D.S. Vlasenko, V.V. Kosharsky, O.S. Inkarbaeva, G.S. Cherepnin, D.I. Kovalchuk. "Theory of classical and modified spaceborne synthetic aperture radar imaging," *Advances in Space Research V 75*, 2024, pp 684-703, ISSN 02731177, Doi 10.1016/j.asr.2024.09.033. (Scopus, Q1)
4. Zhyla, S.; Tserne, E.; Volkov, Y.; Shevchuk, S.; Gribsky, O.; Vlasenko, D.; Kosharskyi, V.; Kovalchuk, D. Statistical Synthesis and Analysis of Functionally Deterministic Signal Processing Techniques for Multi-Antenna Direction Finder Operation. *Computation* 2024, 12, 170. doi.org/10.3390/computation12090170. (Scopus, Q2)
5. Inkarbaeva, O.; Kolesnikov, D.; Kovalchuk, D.; Pavlikov, V.; Ponomaryov, V.; Garcia-Salgado, B.; Volosyuk, V.; Zhyla, S. Static-Aperture Synthesis Method in Remote Sensing and Non-Destructive Testing Applications. *Mathematics* 2025, 13, 502. doi.org/10.3390/math13030502. (Scopus, Q2)
6. S.S. Zhyla, A.V. Popov, E.O. Tserne, G.S. Cherepnin, D.I. Kovalchuk, O.S. Inkarbaeva, "3. UAV-born Narrowband Radar Complex for Direction Finding of Radio Sources," 2023 13th International Conference on Dependable

Systems, Services and Technologies (DESSERT), Athens, Greece, 2023. DOI 10.1109/DESSERT61349.2023.10416434. (Scopus)

7. D.V. Kolesnikov, V.V. Pavlikov, S.S. Zhyla, D.S. Vlasenko, D.I. Kovalchuk, K.O. Shcherbina, "Statistical Optimisation of the Static Aperture Synthesis Method," Integrated Computer Technologies in Mechanical Engineering - 2023, pp 578–586, Doi: 10.1007/978-3-031-61415-6_49. (Scopus)

8. D.I. Kovalchuk, S.S. Zhyla, O.V. Odokienko, G.S. Cherepnin, V.V. Kosharsky, O.V. Sereda. "Analysis and Computer Simulation Algorithms of Radar Imaging by CW LFM SAR," 14th IEEE International Conference on Dependable Systems, Services and Technologies (DESSERT2024), Athens, Greece, 2024. pp. 1-7. (Scopus)

9. O. Inkarbaieva, D. Kolesnikov, H. Cherepnin, V. Kosharskyi, D. Vlasenko and D. Kovalchuk. " Simulation Modeling of Optimal Signal Processing Method for Onboard Helicopter Radar of Surface Elevation Measurements," 14th IEEE International Conference on Dependable Systems, Services and Technologies (DESSERT2024), Athens, Greece, 2024. Pp 1-7. (Scopus)

10. V. Kosharskyi, A. Popov, E. Tserne, D. Vlasenko, D. Kovalchuk and O. Sereda, "Optimal Algorithm of Polarization Selection Power Line on the Background of the Underlying Surfaces," 14th IEEE International Conference on Dependable Systems, Services and Technologies (DESSERT2024), Athens, Greece, 2024. pp 1-5. (Scopus)

11. N. Ruzhentsev, V. Pavlikov, E. Tserne, G. Cherepnin, M. Peretiatko and D. Kovalchuk, "Transformation of Correlation Function Forms for Targets in a 94 GHz Noise Radar," 2024 IEEE 42nd International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), Kyiv, Ukraine, 2024, pp. 618-621. (Scopus)

ABSTRACT

Kovalchuk Danyil Ivanovych. Optimization of the Structure of a Miniature Surface Surveillance Radar Using Continuous Linear Frequency Modulated Signals. – Qualification scientific work in the form of a manuscript. Dissertation for the degree of Doctor of Philosophy in the field of knowledge 17 Electronics and Telecommunications, specialty 172 Telecommunications and Radio Engineering. – National Aerospace University "Kharkiv Aviation Institute", Kharkiv, 2025.

This dissertation is aimed at the development and investigation of an optimal method for forming radar images of the underlying Earth's surface in miniature airborne radars with synthetic aperture and processing of continuous linear frequency modulated (LFM) signals. The proposed system is intended for use as an onboard radar for small unmanned aerial vehicles (UAVs) designed for terrain observation. The main objective of the research is to enhance the resolution of radar imaging by optimizing the processing of the received continuous LFM signal prior to synthetic aperture synthesis.

The **object of research** is the process of processing reflected continuous linear frequency modulated signals in a miniature synthetic aperture radar (SAR).

The **subject of research** includes statistically optimal methods, algorithms, and hardware for spatio-temporal signal processing in airborne synthetic aperture radar systems.

The relevance of this research is driven by the increasing role of compact UAVs in high-resolution remote sensing of the underlying surface. The operational characteristics of such platforms, particularly their low-altitude flight profiles, make conventional pulsed radar systems ineffective due to the presence of a blind zone in the observation area. This issue is addressed by employing continuous linear frequency modulated signals, which ensure uninterrupted observation at short ranges. An additional advantage lies in the simplification of the system's hardware implementation by utilizing a domestically produced component base, which is

significantly more cost-effective and not subject to the export control restrictions applicable to components used in pulsed radar systems.

Within the framework of this dissertation, focused on the development of a continuous LFM signal-based SAR for UAVs, several specific tasks have been addressed.

A simulation model was developed for coherent radar image formation of the Earth's surface from an aerial platform, taking into account the stochastic structure of the complex scattering coefficient of the observed scene, specifics of continuous LFM signal processing in SAR systems, measurement geometry, probability density of internal receiver noise, and parameters of probing signals. Based on the maximum likelihood criterion, an optimal radar image formation algorithm was synthesized for UAV-based SAR systems using continuous LFM signals. Unlike conventional methods, the proposed optimal approach implements coherent spatio-temporal signal processing with decorrelated reference functions that account for the stochastic nature of the scattered signals from observed objects and natural surfaces.

For the first time, a structural diagram of an onboard SAR has been developed, incorporating a modified approach to processing continuous LFM signals. The proposed architecture features a simplified transmitter and coherent reference signal generation channel, and introduces a novel inverse filtering operation of the reference signals, which effectively broadens the spectrum of the received waveform proportionally to the signal-to-interference ratio.

Keywords: remote sensing, optimal signal processing algorithm, synthetic aperture radar, structural diagram, stochastic signal, Gaussian noise, detection system, correlation functions, decorrelation functions.

ЗМІСТ

АНОТАЦІЯ	2
ABSTRACT	7
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ	12
ВСТУП	13
РОЗДІЛ 1 МЕТОДИ ТА ТЕХНОЛОГІЇ ЗАСТОСУВАННЯ МАЛОГАБАРИТНИХ СИСТЕМ ОГЛЯДУ ПОВЕРХНІ З НЕПЕРЕРВНИМ ЛІНІЙНО-ЧАСТОТНО МОДУЛЬОВАНИМ СИГНАЛОМ	22
1.1 Загальний аналіз радіолокаційних систем.....	22
1.2 Радіолокаційні системи із лінійною частотною модуляцією	25
1.2.1 Аналоговий метод генерації ЛЧМ сигналу	27
1.2.2 Цифровий метод генерації ЛЧМ сигналу.....	28
1.2.3 Фотонний метод генерації ЛЧМ сигналу	30
1.3. Ключова роль частотного діапазону для роздільної здатності у ЛЧМ радарах.....	34
1.4 Огляд існуючих методів та алгоритмічних операцій функціонування РСА з обробкою безперервних ЛЧМ сигналів	43
1.4.1. Геометрія вимірювань при формуванні радіолокаційних зображень в РСА з борта літального апарату	43
1.4.2. Моделі безперервних сигналів в РСА.....	46
1.4.3. Алгоритми відновлення радіолокаційних зображень в РСА з обробкою безперервних ЛЧМ сигналів	49
1.4.4. Принципи моделювання алгоритмів функціонування РСА задля формування радіозображень поверхонь.	64
1.4.5. Імітаційна модель формування радіозображень земних поверхонь.....	72
Висновки за розділом.....	78

РОЗДІЛ 2 СТАТИСТИЧНИЙ СИНТЕЗ АЛГОРИТМІВ ФОРМУВАННЯ СКАТЕРОМЕТРИЧНИХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ ЗОБРАЖЕНЬ В МАЛОГАБАРИТНИХ РСА З ОБРОБКОЮ БЕЗПЕРЕРВНИХ ЛЧМ СИГНАЛІВ. 79

2.1 Моделі сигналів, шумів та рівняння спостереження.....	79
2.2 Аналіз оптимального алгоритму формування скатерометричних радіолокаційних зображень у часовій області.....	96
2.3 Розроблення структурної схеми малогабаритного РСА з обробкою безперервних ЛЧМ сигналів	108
2.4 Апробація нових оптимальних операцій та оцінка підвищення точності формування радіолокаційних зображень.....	110
Висновки за розділом.....	121

РОЗДІЛ 3 РОЗРОБЛЕННЯ БОРТОВОГО РСА З ОБРОБКОЮ ЛЧМ СИГНАЛІВ У W – ДІАПАЗОНІ ХВИЛЬ З ВИКОРИСТАННЯМ ЕЛЕМЕНТНОЇ БАЗИ УКРАЇНСЬКОГО ВИРОБНИЦТВА 123

3.1 Розрахунки параметрів елементів під необхідні характеристики точності РЛС	123
3.2 Опис елементної бази радару у W діапазоні хвиль	132
3.2.1 Тракт передачі з ГКН і активним множником частоти у 15 разів	134
3.2.2 Система ФАПЧ для стабілізації та управління модуляції ГКН.....	136
3.2.3 Фільтр смуговий для виділення п'ятнадцятої гармоніки	140
3.2.4 Вентиль і циркулятор	141
3.2.5 Р-і-п діод у якості електричного ключа	142
3.2.6 Рупорна антена	143
3.2.7 Підсилювач 6 ГГц	144
3.2.8 Транзисторний НВЧ подвоювач частоти	145
3.2.9 Активний помножувач на ІМРАТТ-діодах як основа гетеродину	146

3.2.10 Щілинний міст з інтегрованою смуговою фільтрацією.....	150
3.2.11 Фазове керування сигналом у приймальному тракті	151
3.2.12 Змішувач	153
3.3 Розроблення функціональної схеми передавача радару	154
3.4 Розроблення функціональної схеми гетеродину радару	156
3.5 Розроблення функціональної схеми приймача радару	157
3.6 Загальна функціональна схема макету ЛЧМ радару	158
Висновки за розділом.....	162
РОЗДІЛ 4 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ПРАЦЕЗДАТНОСТІ ТА	
ТОЧНОСТІ МАКЕТУ МАЛОГАБАРИТНОГО РАДАРУ ОГЛЯДУ ПОВЕРХНІ З	
НЕПЕРЕРВНИМИ ЛІНІЙНО-ЧАСТОТНИМИ МОДУЛЬОВАНИМИ	
СИГНАЛАМИ	163
4.1. Опис експериментального устаткування та геометрії вимірювань	163
4.2. Вихідні параметри та налаштування для проведення експериментальних	
досліджень	168
4.3. Розроблення алгоритму стиснення сирих даних за дальністю та азимутом	
для формування когерентного радіолокаційного зображення.....	176
4.4. Порівняльний аналіз класичного методу синтезування апертури з	
розробленим, що передбачає декореляцію опорного сигналу.....	183
Висновки за розділом:.....	185
ВИСНОВКИ.....	187
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	190

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

БПЛА – безпілотний літальний апарат;
ПЛІС – програмована логічна інтегральна схема;
РЛС – імпульсна радіолокаційна система;
ЛЧМ – лінійно-частотна модуляція;
РСА – радар з синтезованою апертурою;
CSA – Carry Save Adder;
DDS – Direct Digital Synthesis;
DPMZM – Dual Parallel Mach-Zehnder Modulator;
FFT – Fast Fourier Transform;
IMU – Inertial Measurement Unit;
MZM – Mach-Zehnder Modulator;
SLL – Side Lobe Level;
АЦП – аналого-цифровий перетворювач;
ДС – діаграма спрямованості;
ГКН – генератор керований напругою;
КС – коефіцієнт стиснення;
ЛЧМ – лінійно-частотно-модульований;
РЛС – радіолокаційна система;
РСА – радар із синтезованою апертурою;
ФАПЧ – фазове авто-підлаштування частоти;
ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач.

ВСТУП

Актуальність проведеного дослідження обумовлена зростаючим значенням використання малогабаритних безпілотних літальних апаратів (БПЛА) у завданнях дистанційного зондування підстильної поверхні, які потребують забезпечення високої просторової роздільної здатності радіолокаційного зображення та застосовують технологію синтезованої апертури антени [1, 2]. Це зумовлює підвищений інтерес до розробки спеціалізованих мініатюрних радіолокаційних систем, адаптованих до такого типу платформ. Можливість інтегрувати у систему високошвидкісне паралельне оброблення сигналів у реальному часі на основі програмованих логічних інтегральних схем (ПЛІС) закладає значний потенціал для розвитку систем радіобачення [3, 4].

Експлуатація традиційної імпульсної радіолокаційної системи (РЛС) у подібних умовах, унеможливорює ефективне спостереження за об'єктами, розташованими безпосередньо під апаратом або на малих відстанях, так як низька висота створює мертву зону у ближній області огляду. Іншою технічною проблемою є відсутність вільного доступу до імпоротної елементної бази, придатної для створення імпульсних РЛС, оскільки вона часто підпадає під обмеження міжнародного експортного контролю. Це суттєво ускладнює серійне впровадження та масштабування відповідних розробок. Крім того, імпульсні системи вимагають складної апаратної реалізації, що призводить до збільшення енергоспоживання, маси та вартості бортової апаратури, що є критичними параметрами для БПЛА.

Зазначені проблеми вирішуються через використання безперервних сигналів з лінійно-частотною модуляцією, які дозволяють реалізувати безперервне зондування та уникнути формування мертвої зони.

Застосування сигналів з лінійно-частотною модуляцією (ЛЧМ) у радарях з синтезованою апертурою (РСА) дозволяє реалізувати високу просторову

роздільну здатність без потреби у великих фізичних розмірах антени, що є принципово важливим для компактних авіаційних платформ [5-11]. Додатково, така архітектура системи створює можливість використання вітчизняної елементної бази, яка є доступнішою, дешевшою та не залежить від обмежень міжнародних організацій.

У процесі проєктування РСА з безперервними ЛЧМ сигналами діапазон робочої частоти визначений не лише вимогами до просторової роздільної здатності, але й низкою конструктивних та експлуатаційних факторів. Зокрема, застосування вищих частот, таких як W-діапазон, дозволяє істотно зменшити габаритні розміри та вагу антени. Апаратно коли ширина смуги перевищує 1% відносно центральної частоти, вимірювальну систему можна класифікувати як широкосмугову, тому формування смуги ЛЧМ сигналу на нижчих діапазонах не доцільно, через вимогу більш складних рішень щодо налаштування та узгодження елементів тракту.

Аналіз існуючих комерційних і наукових рішень у галузі підтвердив відсутність реалізованих методів оптимального оброблення ЛЧМ-сигналів у радіолокаційних системах з синтезованою апертурою для БПЛА [22-34]. У багатьох випадках застосовуються спрощені моделі формування зображення, які не враховують фізичну природу розсіювання сигналу об'єктами підстильної поверхні. Крім того, більшість алгоритмів, що описані в літературі, не реалізують когерентного накопичення з урахуванням стохастичних властивостей сцени, що обмежує якість формованого зображення.

Таким чином, дослідження, спрямоване на розроблення оптимального методу формування зображень із використанням неперервного ЛЧМ-сигналу, є науково та практично доцільним. Обґрунтовано використання частоти W-діапазону. У межах дисертаційної роботи вирішено низку науково-технічних завдань, спрямованих на підвищення інформативності радіолокаційного зображення за рахунок поєднання статистично оптимального алгоритму оброблення сигналів із раціональною структурою радару, спроектованого до умов експлуатації на борту БПЛА.

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

Робота виконувалася у межах наукової робіт кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем Національного аерокосмічного університету «Харківський авіаційний інститут», у яких автор був виконавцем, а саме:

- «Малогабаритний бортовий радар з синтезуванням апертури антени для БПЛА та вертольотів», №ДР 0123U102002, 2023-2025 рр.;
- «Розроблення експериментального зразка безпілотного літального апарату прихованої радіолокаційної розвідки малопомітного для сучасних засобів виявлення», №ДР 0124U000445, 2023-2025 рр.

Мета і завдання дослідження.

Мета – підвищення роздільної здатності радіозображень за рахунок статистичної оптимізації структури бортового радару огляду поверхні з неперервними лінійно-частотними модульованими сигналами та методом синтезування апертури.

Для досягнення визначеної мети дослідження потрібно вирішити наступні завдання:

- 1) формалізувати математичні моделі розсіяних поверхнею просторово-часових радіосигналів та розробити функцію правдоподібності для рівнянь спостереження, в яких внутрішні шуми приймача є випадковими процесами;
- 2) синтезувати алгоритми оптимального оброблення просторово-часових стохастичних сигналів у малогабаритних бортових радіолокаційних системах з безперервними лінійно-частотними модульованими сигналами;
- 3) відповідно до синтезованих методів обґрунтувати структурні схеми їх реалізації;
- 4) отримати аналітичні вирази для потенційних характеристик якості формування радіолокаційних зображень;
- 5) підтвердити частину теоретичних результатів методами імітаційного моделювання та експериментального дослідження, у яких розкрити особливості технічної реалізації малогабаритних радіолокаційних систем дистанційного зондування.

Об'єкт дослідження – процес оброблення відбитих поверхнею неперервних лінійно-частотних модульованих сигналів задля формування високоточних радіолокаційних зображень.

Предмет дослідження – статистично оптимальні методи просторово-часового оброблення сигналів, структурні схеми малогабаритних бортових радіолокаційних систем формування радіозображень підстильної земної поверхні.

Методи дослідження:

- методи математичної статистики, методи вирішення оптимізаційних задач статистичного синтезу;
- методи аналізу радіотехнічних систем формування зображень;
- методи моделювання для підтвердження достовірності отриманих результатів та можливості їх реалізацій на практиці;
- експериментальні методи, що включають виготовлення і випробування експериментального макету радару у контрольованих умовах з метою оцінки відповідності отриманих результатів прогнозованим характеристикам та підтвердження працездатності запропонованих технічних рішень.

Наукова новизна отриманих результатів:

1. Отримала подальшого розвитку імітаційна модель формування когерентних радіолокаційних зображень підстиляючої земної поверхні з борта безпілотного літального апарату, що враховує стохастичну структуру комплексного коефіцієнту розсіювання об'єкту вимірювання, особливості оброблення безперервних лінійно-частотно модульованих сигналів в радарх з синтезуванням апертури, геометрію вимірювання, щільність ймовірності внутрішніх шумів приймача, параметри зондуючих сигналів.

2. Вперше синтезовано оптимальний метод формування радіолокаційних зображень підстиляючої земної поверхні в малогабаритних бортових радарх з синтезуванням апертури та обробленням безперервних лінійно-частотно модульованих сигналів. На відміну від існуючих,

оптимальний метод дозволяє формувати радіолокаційні зображення з кращою роздільною здатністю за рахунок просторово-часового когерентного оброблення прийнятих сигналів з декорельованими опорними функціями, що враховують стохастичну природу розсіяних сигналів від об'єктів дослідження та природних поверхонь.

3. Вперше розроблено структурну схему бортового радару з синтезуванням апертури, що передбачає модифіковане оброблення безперервних лінійно-частотно модульованих сигналів. Розроблена структура відрізняється простотою реалізації передавача і каналу формування високочастотного когерентного опорного сигналу, передбачає нову операцію інверсної фільтрації опорних низькочастотних сигналів, що реалізує розширення діапазону частот когерентного оброблення прийнятих коливань, пропорційно до відношення сигнал/завада.

4. Суттєву новизну мають результати експериментального розроблення, виготовлення та дослідження малогабаритного радару W-діапазону хвиль з когерентним просторово-часовим обробленням лінійно-частотно модульованих сигналів, які на відміну від відомих дозволяють підвищити роздільну здатність радіолокаційних сигналів за азимутом за рахунок декореляції опорних сигналів.

Практичне значення одержаних результатів:

1. Синтезований статистично оптимальний метод формування радіолокаційних зображень в радарх з обробленням безперервних лінійно-частотно модульованих сигналів відкриває перспективи створення бортових радіосистем огляду земної поверхні з високою роздільною здатністю.

2. Розроблена імітаційна модель формування радіозображень поверхні, що враховує стохастичну структуру комплексного коефіцієнту розсіювання об'єкту вимірювання, особливості бортового оброблення сигналів, геометрію вимірювання, щільність ймовірності внутрішніх шумів приймача, параметри зондуючих сигналів дозволяє наблизити умови апробації нових

методів та структур радарів радіобачення до реальних прикладів проведення вимірювань.

3. Розроблена структурна схема бортового радару з синтезуванням апертури є основою для виробництва перспективних малогабаритних радарів, що розміщується на БПЛА.

4. Теоретичні висновки, комп'ютерне моделювання і результати експериментальних розробок можуть бути використанні в освітньому процесі кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем у вигляді лекційних та лабораторних матеріалів наступних навчальних дисциплін: «Антенні пристрої», «Інформаційно-вимірювальні радіотехнічні системи», «Вбудовані радіоелектронні системи на основі ПЛІС», «Статистична теорія радіотехнічних систем».

Особистий внесок здобувача. Усі роботи виконано у співавторстві.

Автору належать наступні результати, які полягають у:

- формалізації математичних моделей просторово-часових радіосигналів, моделей внутрішніх шумів та розроблення функції правдоподібності для рівнянь спостереження, що отримане вертольотом в процесі прямолінійного руху [1];

- синтезі алгоритму оптимальної обробки сигналів в багатoelementних антенах, імітаційному моделюванні алгоритмів обробки сигналів і розробці експериментальних макетів радіовимірювачів [2];

- синтезі статистично оптимального методу формування радіолокаційних зображень в радарях з синтезуванням апертури, обґрунтуванні операції декореляції прийнятих сигналів, розроблені імітаційної моделі формування радіозображень поверхні, що враховує стохастичну структуру комплексного коефіцієнту розсіювання об'єкту вимірювання, розробленні структурної схеми радару з модифікованим синтезом апертури [3];

- експериментальному розробленні і виготовленні радіовимірювального пристрою з когерентним обробленням сигналів [4];

– формалізації математичних моделей розсіяних поверхнею просторово-часових сигналів, синтезуванні алгоритмів оброблення просторово-часових сигналів, визначенні аналітичних виразів для потенційної роздільної здатності радіосистем формування радіозображень, розробленні програм імітаційного моделювання алгоритму синтезуванням апертури [5].

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

- 1) 13th International Conference on Dependable Systems, Services and Technologies (DESSERT2023);
- 2) Integrated Computer Technologies in Mechanical Engineering (2023);
- 3) 14th IEEE International Conference on Dependable Systems, Services and Technologies (DESSERT2024);
- 4) 2024 IEEE 42nd International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO).

Публікації. Основні результати дослідження опубліковані у п'яти статтях (всі статті входять до н.м.б.д. Scopus) та у трьох збірниках доповідей у працях міжнародних конференцій, матеріали яких індексуються у н.м.б.д. Scopus. Загалом у н.м.б.д. Scopus проіндексовано 8 робіт, а h-index=1 (Scopus ID:58704344300).

Структура і об'єм дисертаційної роботи. Дисертація містить вступ, чотири розділи, висновки, список використаних джерел і три додатки. Повний об'єм дисертації 175 сторінок, у тому числі 6 сторінок списку використаних джерел у кількості 49 найменувань та три додатки на 6 сторінках.

Список публікацій здобувача

Статті:

1. D.S. Vlasenko, O.S. Inkarbaieva, M.S. Peretyatko, D.I. Kovalchuk, O.V. Sereda. 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].
2. E.O. Tserne, A.V. Popov, D.I. Kovalchuk, O.V. Sereda, O. Pidlischnyi. Four-antenna amplitude direction finder: statistical synthesis and experimental research of signal processing algorithm. Radioelectronic and Computer Systems, 2023, no 4, pp. 88-99. Doi: 10.32620/reks.2023.4.08 [індексується у н.м.б.д. Scopus, Q3].
3. V.K. Volosyuk, V.V. Pavlikov, S.S. Zhyla, A.V. Popov, M.V. Ruzhentsev, E.O. Tserne, D.V. Kolesnikov, D.S. Vlasenko, V.V. Kosharsky, O.S. Inkarbaieva, G.S. Cherepnin, D.I. Kovalchuk. "Theory of classical and modified spaceborne synthetic aperture radar imaging," Advances in Space Research V 75, (1) 2025, pp 684-703, ISSN 02731177, Doi 10.1016/j.asr.2024.09.033 [індексується у н.м.б.д. Scopus, Q1].
4. Zhyla, S.; Tserne, E.; Volkov, Y.; Shevchuk, S.; Gribsky, O.; Vlasenko, D.; Kosharskyi, V.; Kovalchuk, D. Statistical Synthesis and Analysis of Functionally Deterministic Signal Processing Techniques for Multi-Antenna Direction Finder Operation. Computation 2024, 12, 170. doi.org/10.3390/computation12090170 [індексується у н.м.б.д. Scopus, Q2].
5. Inkarbaieva, O.; Kolesnikov, D.; Kovalchuk, D.; Pavlikov, V.; Ponomaryov, V.; Garcia-Salgado, B.; Volosyuk, V.; Zhyla, S. Static-Aperture Synthesis Method in Remote Sensing and Non-Destructive Testing Applications. Mathematics 2025, 13, 502. doi.org/10.3390/math13030502 [індексується у н.м.б.д. Scopus, Q2].

Матеріали міжнародних конференцій:

6. S.S. Zhyla, A.V. Popov, E.O. Tserne, G.S. Cherepnin, D.I. Kovalchuk, O.S. Inkarbaeva, "3. UAV-born Narrowband Radar Complex for Direction Finding of Radio Sources," 2023 13th International Conference on Dependable Systems, Services and Technologies (DESSERT), Athens, Greece, 2023. DOI 10.1109/DESSERT61349.2023.10416434.
7. D.V. Kolesnikov, V.V. Pavlikov, S.S. Zhyla, D.S. Vlasenko, D.I. Kovalchuk, K.O. Shcherbina, "Statistical Optimisation of the Static Aperture Synthesis Method," Integrated Computer Technologies in Mechanical Engineering - 2023, pp 578–586, Doi: 10.1007/978-3-031-61415-6_49.
8. D.I. Kovalchuk, S.S. Zhyla, O.V. Odokienko, G.S. Cherepnin, V.V. Kosharsky, O.V. Sereda. "Analysis and Computer Simulation Algorithms of Radar Imaging by CW LFM SAR," 14th IEEE International Conference on Dependable Systems, Services and Technologies (DESSERT2024), Athens, Greece, 2024.
9. O. Inkarbaeva, D. Kolesnikov, H. Cherepnin, V. Kosharskyi, D. Vlasenko and D. Kovalchuk. " Simulation Modeling of Optimal Signal Processing Method for Onboard Helicopter Radar of Surface Elevation Measurements," 14th IEEE International Conference on Dependable Systems, Services and Technologies (DESSERT2024), Athens, Greece, 2024. Pp 1-7.
10. V. Kosharskyi, A. Popov, E. Tserne, D. Vlasenko, D. Kovalchuk and O. Sereda, "Optimal Algorithm of Polarization Selection Power Line on the Background of the Underlying Surfaces," 14th IEEE International Conference on Dependable Systems, Services and Technologies (DESSERT2024), Athens, Greece, 2024. pp 1-5.
11. N. Ruzhentsev, V. Pavlikov, E. Tserne, G. Cherepnin, M. Peretiatko and D. Kovalchuk, "Transformation of Correlation Function Forms for Targets in a 94 GHz Noise Radar," 2024 IEEE 42nd International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), Kyiv, Ukraine, 2024, pp. 618-621.

РОЗДІЛ 1

МЕТОДИ ТА ТЕХНОЛОГІЇ ЗАСТОСУВАННЯ МАЛОГАБАРИТНИХ СИСТЕМ ОГЛЯДУ ПОВЕРХНІ З НЕПЕРЕРВНИМ ЛІНІЙНО- ЧАСТОТНО МОДУЛЬОВАНИМ СИГНАЛОМ

У вступному розділі описано, варіативність методів генерації ЛЧМ сигналу, що необхідно для побудови такої системи. Висвітлено геометрію побудови в РСА, залежності роздільної здатності від частотного діапазону та формалізовано математичні моделі безперервних ЛЧМ сигналів. Особливу увагу приділено самій технології синтезованої апертури, яка забезпечує високу просторову роздільну здатність за координатою азимуту завдяки когерентному обробленню сигналів під час руху платформи.

Значну частину розділу присвячено алгоритмам оброблення «сирих» даних: детально описано класичний Омега-К алгоритм, його модифікації з урахуванням ефекту міграції дальності. Пояснюються перетворення Фур'є, компенсація фазових зсувів, інтерполяція за методом Столта та етапи формування зображень у координатах дальності й азимуту. Визначено недосконалість наукових праць за тематикою, у зв'язку із ідеальністю тестового відгука при перевірці працездатності алгоритмів

1.1 Загальний аналіз радіолокаційних систем

Радіолокаційні системи (РЛС) суттєво відрізняються залежно від їхнього призначення. Різні типи радарів здатні отримувати різноманітну інформацію щодо цілі залежно від вимог застосування, проте основний принцип роботи радара полягає у тому, щоб охарактеризувати ціль за допомогою опромінення електромагнітною енергією та виявити її відбиття.

РЛС можуть бути складними і розгалуженими системами, проте спрощена схема зображена через основні компоненти показана на рис. 1.1.

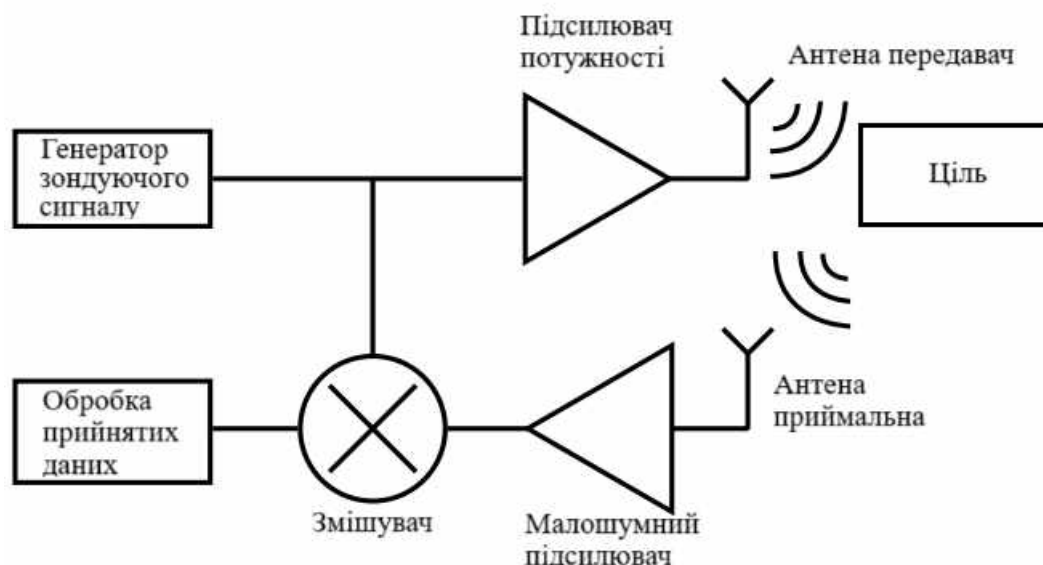


Рисунок 1.1 – Спрощена структурна схема РЛС

В першу чергу радаром генерується радіосигнал, який зазвичай повинен бути точно налаштований на певну частоту та мати низький рівень шуму для отримання точніших вимірювань. Електричний сигнал перетворюється в електромагнітний і будучи підсиленням транслюється через антену передавач націлену на об'єкт дослідження. Важливою характеристикою антени є її спрямованість, яка дозволяє зосереджувати випромінювану енергію в вузькому промені. Прийнятий сигнал має містити у собі шум, вплив якого бажано зменшити і виділити корисну складову сигналу, тому потрібне його оброблення. Обробку можна зробити як в аналоговому, так і в цифровому форматі. У разі цифрового оброблення необхідно використовувати аналогово-цифровий перетворювач (АЦП), однак етапи фільтрації та підсилення зазвичай виконуються в аналоговому форматі.

Серед основних типів радарів виділяються імпульсні РЛС, що випромінює серію коротких прямокутних імпульсів, після чого працює в режимі прийому для виявлення відбитого сигналу. Просторова роздільна здатність радару визначається тривалістю імпульсу: чим коротший імпульс, тим ширша смуга пропускання та, відповідно, краща роздільна здатність. Середня потужність випромінювання зазвичай низька, оскільки інтервал між імпульсами

набагато довший, ніж їхня тривалість, на відміну від пікових значень. Однією з головних переваг є те, що передавання та приймання відбуваються неодноразово, що усуває проблему перешкод між передавачем і приймачем. З іншого боку термін часу, коли імпульсна РЛС передає імпульс і переключиться в режим прийому, вона не здатна вловлювати відбиті сигнали. Об'єкти, що розташовані на відстані, котра відповідає часу передавання імпульсу, не будуть виявлені, адже їх відбиття надходять у ту мить, коли приймач ще не активний. У такому випадку виникає так звана «сліпа зона», яка обмежує можливість радіолокатора виявляти об'єкти, розташовані дуже близько до нього.

На розмір «сліпої зони» впливає довжина імпульсу, оскільки передавач формуючи довший імпульс працюватиме довше, перш ніж система переключиться на прийом. Крім того час, потрібний на перемикання між режимом передачі і прийому теж вносить вагомий вплив цієї характеристики імпульсних РЛС.

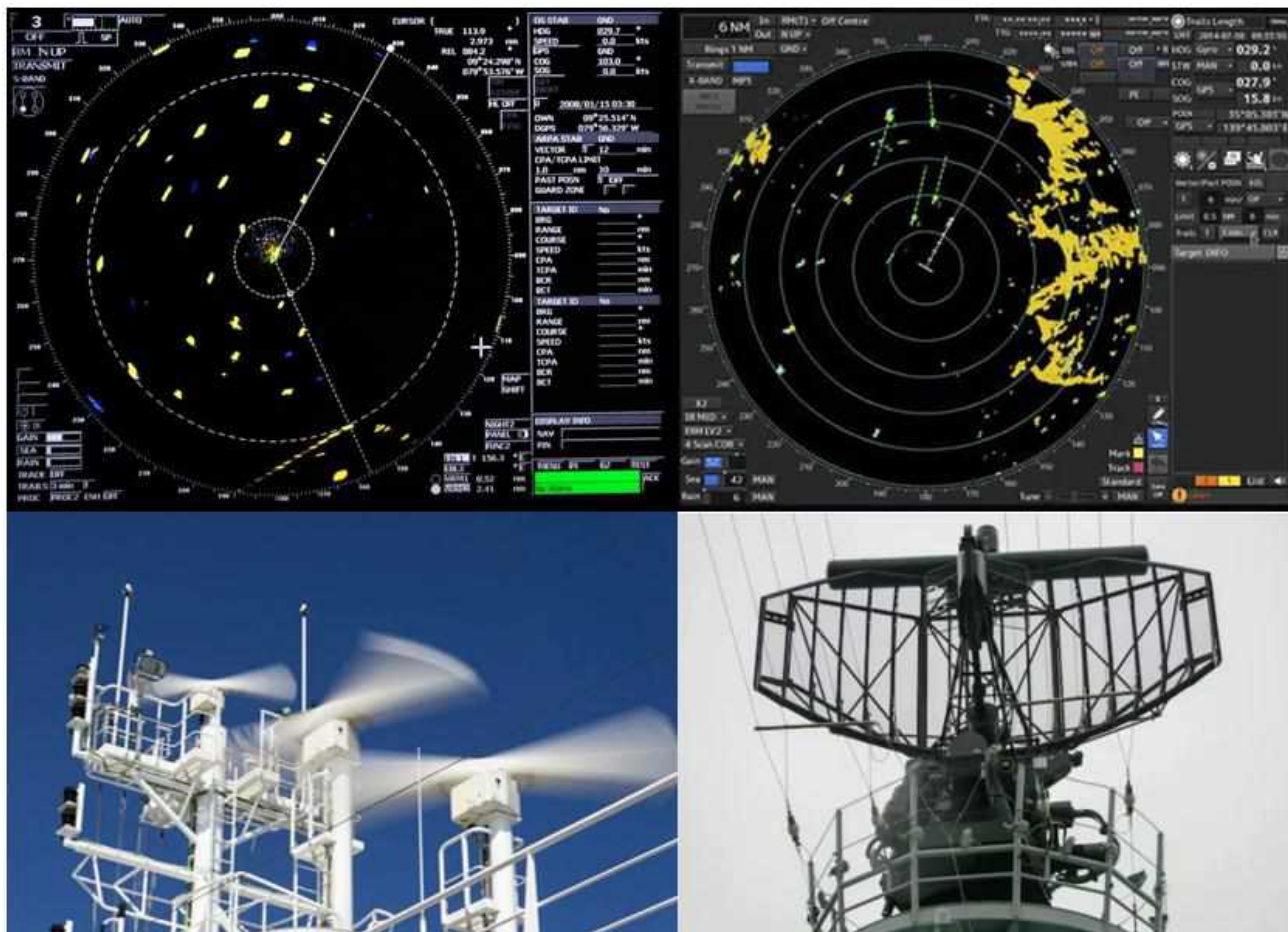


Рисунок 1.2 – Приклад далекомірних імпульсних РЛС

РЛС побудована із застосуванням неперервного сигналу передає і приймає безперервну хвилю одночасно. Середня та пікова потужність однакові, тому РЛС з безперервними сигналами не вимагає високої пікової потужності. Як наслідок принципу дії передавач і приймач працюють одночасно, тому під ці процеси проектуються окремі антени. Основне обмеження такої РЛС полягає в тому, що вони використовують ефект Доплера для вимірювання швидкості цілі, але не можуть визначити відстань до неї.

Модифікована версія неперервної РЛС, або ж радар з частотно-модульованою безперервною хвилею використовує частотну модуляцію для отримання інформації про відстань до цілі. Генерується лінійний частотно модульований (ЛЧМ) сигнал, де подібно до імпульсного радара, чим ширша смуга пропускання, тим краща просторова роздільна здатність.

1.2 Радіолокаційні системи із лінійною частотною модуляцією

РЛС із лінійною частотною модуляцією, що виконує синтез апертури є одним із найефективніших методів отримання радіолокаційного зображення, який використовується для високоточного картографування та моніторингу поверхні Землі. Основна ідея цього методу полягає у використанні сигналу що неперервно змінює власну частоту за лінійним законом у межах визначеного діапазону частот. Інтеграція ЛЧМ технології із синтезуванням апертури особливо виділяється завдяки здатності до підвищення просторової роздільної здатності, що дозволяє отримувати більш деталізовані зображення поверхні, зокрема і за умов, ускладнених впливом навколишнього середовища. Критичний для багатьох систем побудови зображення підстильної поверхні вплив високої хмарності, задимленості, обмеженої освітленості для безперервної хвилі ЛЧМ РСА системи, не є вирішальними через здатність забезпечувати візуалізацію крізь такі перешкоди.

Суть методу полягає в тому що радіолокаційна система випромінює ЛЧМ-сигнал, який відбивається від цілі та повертається до приймача. Завдяки зміні частоти з часом, кожна відбита хвиля має унікальну частотну характеристику, що дає змогу точно визначити відстань до об'єкта. Випромінений сигнал можна виразити наступним чином:

$$s(t) = \sin \theta(t) \quad (1.1)$$

де $\theta(t)$ – це фазовий кут сигналу в момент часу t .

Щоб виразити частоту сигналу, використовують похідну від фази по часу. Миттєва частота $f(t)$ визначається як:

$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{\delta \theta(t)}{\delta t} \quad (1.2)$$

Щоб отримати ЛЧМ модуляцію миттєвої частоти запишемо наступне:

$$f_i(t) = \frac{(f_e - f_b)}{T} (t - t_b) + f_b, t_b \leq t \leq t_e \quad (1.3)$$

де: f_e, f_b – це початкова та кінцева частоти,

t_e, t_b – час початку та завершення імпульсу,

T – тривалість імпульсу,

Таким чином, кут θ можна виразити як:

$$\theta(t) = \frac{1}{2} \frac{(f_e - f_b)}{T} (t - t_b)^2 + f_e (t - t_b), t_b \leq t \leq t_e \quad (1.4)$$

Слід зауважити, що сталу інтегрування у формулі (1.4) задано для правильного опису поведінки сигналу на початку імпульсу, де фаза повинна дорівнювати нулю. Інформаційна складова у вигляді зміненої фази витягується шляхом оброблення прийнятого сигналу, що дає змогу отримати деталізацію зображення залежно від обраної довжини хвилі.

1.2.1 Аналоговий метод генерації ЛЧМ сигналу

ЛЧМ сигнал може бути згенерований різними методами, кожен з яких має свої переваги і недоліки. Аналоговий метод генерації ЛЧМ сигналу, реалізований у [1, 2, 3], базується на використанні ГКН та ФАПЧ структурна схема якого подана на рис 1.3. Генератор забезпечує лінійне зростання частоти сигналу у часі, тоді як у свою чергу ФАПЧ забезпечує стабільність і точність частоти вихідного сигналу шляхом синхронізації фази генератора з фазою опорного сигналу.

У проекті [1] реалізовано дві версії радіолокаційної системи розглядаємого типу: перший S-діапазону, працює на центральній частоті 2,91 ГГц із девіацією частот 100 МГц, що забезпечує приблизно 1,5 м роздільної здатності результуючого зображення РСА. Друга версія ЛЧМ РСА побудована у Ku-діапазоні із центральною частотою 15,9 ГГц та має девіацію частоти 170 МГц, що забезпечує роздільну здатність у 0,9 м.

У статті [2] розглядається новий підхід до реалізації алгоритмів стиснення імпульсів для приймачів РСА з використанням аналогового методу генерації ЛЧМ сигналу. Застосування ЛЧМ сигналів дозволяє досягти високого коефіцієнта стиснення імпульсів і низького рівня бічних пелюсток. Оптимізоване вікно стискання імпульсів, розроблене за допомогою алгоритму PSO, значно знижує рівень бічних пелюсток і покращує коефіцієнт стиснення імпульсів, що призводить до покращення якості зображень РСА. Роздільна

здатність, перевершує традиційні методи. Наприклад, для КС 5 досягається SLL близько -65 дБ, а для КС 2 досягається SLL близько -114 дБ.

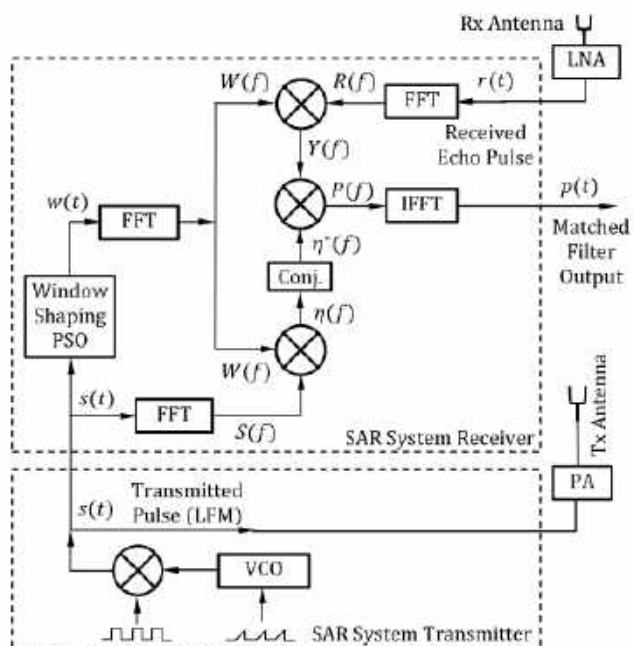


Рисунок 1.3 – Структурна схема ЛЧМ на основі генератора керованого напругою

Аналоговий метод генерації ЛЧМ сигналу забезпечує високоякісні результати завдяки використанню точного керування частотою та ефективним схемам стабілізації частоти, що дозволяє досягти високої роздільної здатності та стабільності сигналу.

1.2.2 Цифровий метод генерації ЛЧМ сигналу

Цифровий метод генерації ЛЧМ сигналів базується на використанні цифрових схем. Основним елементом цього методу є DDS, який включає в себе генератор, що формує високоточний опорний частотний сигнал від якого береться інтеграл. На рис. 1.3 представлена структурна схема DDS ЛЧМ генератора [3].

Інтеграція опорного сигналу дозволяє фазовому акумулятору накопичувати фазу з кожним тактовим сигналом, що забезпечує лінійне

збільшення або зменшення фази. Фазовий сигнал, згенерований фазовим акумулятором, на виході Sin ROM перетворюється в амплітудний синусоїдальний сигнал. Це досягається за допомогою таблиці значень синусоїди. Фаза сигналу може варіюватися від 0 до 2π , але оскільки таблиця значень зазвичай містить обмежену кількість точок, через наявну дискретизацію, то фаза нормалізується до діапазону значень, які відповідають адресам у пам'яті ROM. Амплітудний сигнал передається до ЦАП який у свою чергу перетворює цифровий сигнал у еквівалентне значення напруги в аналоговій формі.

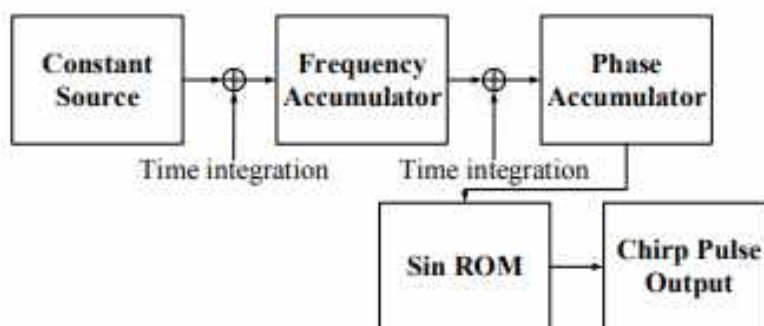


Рисунок 1.4 – Структурна схема DDS ЛЧМ генератора

Оскільки цифрова схема DDS – це система дискретизації даних, необхідно враховувати всі проблеми, пов'язані з дискретизацією: шуми квантування, сторонні шуми, перешкоди квантування, аліасинг, необхідність фільтрації тощо. У статті [4] впроваджено оптимізовану архітектуру додавання Carry Save Adder (CSA), який обробляє перенесення паралельно з основними бітами, що значно зменшує час затримки порівняно з традиційними суматорами. Це зменшує кількість операцій додавання, відтак знижується ймовірність виникнення шумів і перешкод квантування. Окрім цього шум квантування зменшується за рахунок використання високої розрядності 16-бітного ЦАП за рахунок збільшення роздільної здатності. Ефект накладення спектру усувається за рахунок фільтрації сигналу на виході ЦАП.

У статті [5] детально описано радіолокаційну систему ЛЧМ РСА що включає DDS для генерації ЛЧМ у W діапазоні. Рухомою платформою для РЛС

служує БПЛА. Структура схема ЛЧМ РСА системи представлена на рисунку 1.5.

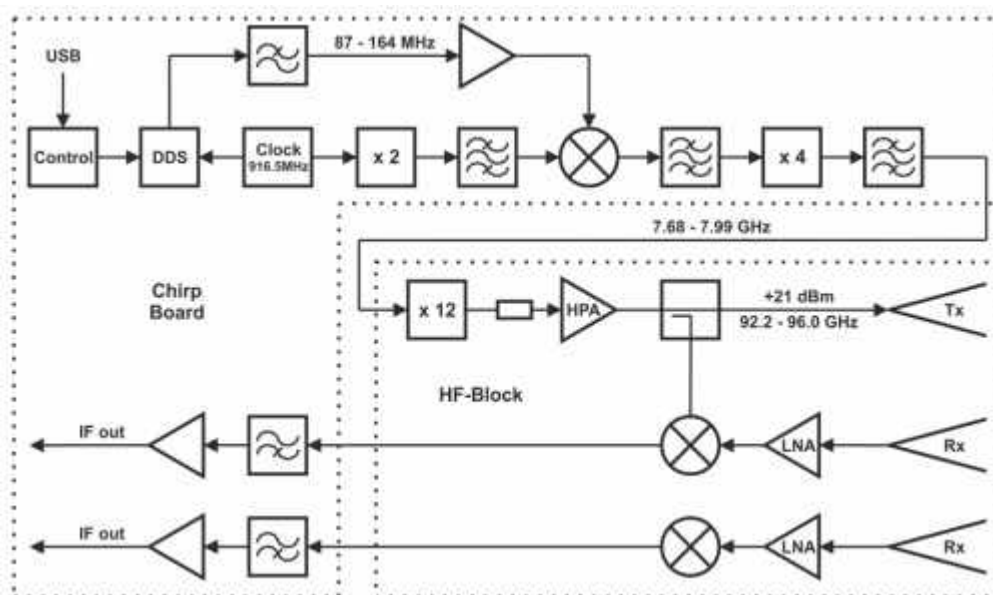


Рисунок 1.5 – Блок діаграма двоканальної 94 ГГц ЛЧМ РСА системи

Метою проекту [5] було створення компактної радіолокаційної системи, що здатна забезпечити високу роздільну здатність і передачу даних для наземного сегменту моніторингу поверхні у реальному часі. Радіолокаційний модуль працює на частоті 94 ГГц з шириною смуги 1 ГГц, що дозволяє досягти роздільної здатності до 15 см як у дальності, так і в поперечному напрямку. Вихідна потужність понад 100 Вт забезпечує високу якість сигналу. Завдяки швидкій обробці на борту і цифровій передачі даних, система може синхронно передавати всі дані, включаючи дані інерційної вимірювальної одиниці (IMU), що дозволяє швидко отримувати РСА-зображення на землі. Обробка сигналу включає корекцію руху, використовуючи високоточні дані IMU, що забезпечує високу чіткість і якість зображень, навіть за нестабільних умов польоту. Система здатна отримувати зображення з чудовим контрастом і високою роздільною здатністю на відстані до 4.5 км між літаком і наземною станцією.

1.2.3 Фотонний метод генерації ЛЧМ сигналу

У статті [6] продемонстрована радіолокаційна система із високою роздільною здатністю в реальному часі на основі фотоніки, що включає оптичну генерацію і оброблення широкосмугових ЛЧМ-сигналів (рис. 1.6). У передавачі широкосмуговий ЛЧМ-сигнал генерується шляхом квадратування частоти низькочастотного електричного сигналу за допомогою одного інтегрованого електрооптичного модулятора. В описаному процесі частота модульованого сигналу зростає вчетверо за рахунок використання специфічної структури подвійного паралельного модулятора Маха-Цендера, який керується безперервним хвильовим ЛЧМ-сигналом проміжної частоти (ПЧ) від низькочастотного генератора.

Перед подачею на підмодулятори, сигнал LFM проходить через 90° фазовий змішувач. Це створює два сигнали з різницею фаз у 90° , які керують двома підмодуляторами (MZM-a і MZM-b) окремо. Ці підмодулятори розміщені в двох гілках головного модулятора (MZM-c). Внаслідок точних налаштувань напруги зсуву на DPMZM, створюються лише бічні смуги другого порядку на частотах.

$$\begin{aligned} f_c - 2f_0 - 2kt \\ f_c + 2f_0 + 2kt \end{aligned} \quad (1.5)$$

де f_0 – початкова частота,

k – швидкість зміни частоти (лінійний крок).

Ці бічні смуги є результатом інтерференції сигналів з різними фазовими зсувами та інтенсивністю. Таким чином, з допомогою фазового керування в оптичному модуляторі та подальшого електрооптичного перетворення частота сигналу зростає вчетверо після чого підсилюється широкосмуговим електричним підсилювачем і випромінюється через антену.

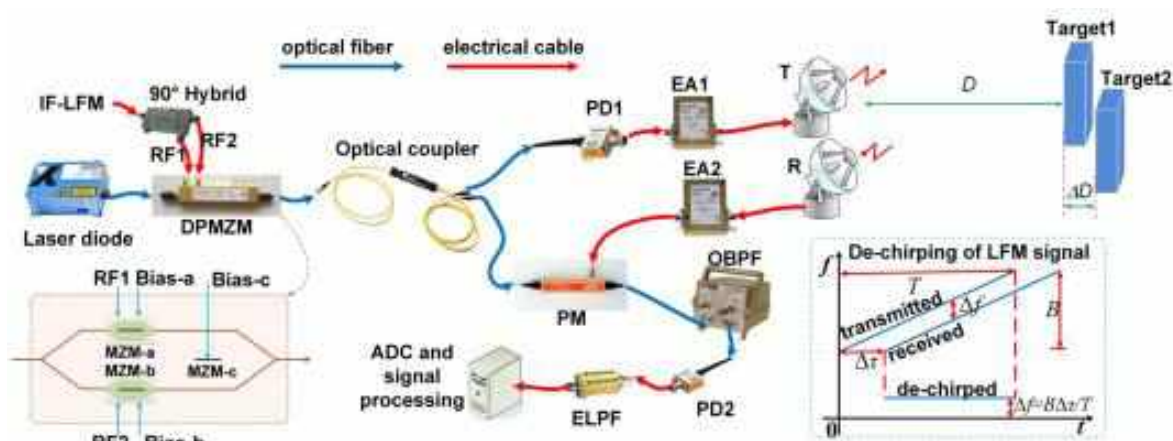


Рисунок 1.6 – Структура радару на основі фотоніки. ДПММЦ: дво-паралельний модулятор Маха-Цендера; ФП: фотоприймач; ЕФМ: електрооптичний фазовий модулятор; ОСФ: оптичний смуговий фільтр; ФНЧ: фільтр низьких частот; АЦП: аналого-цифровий перетворювач

У приймачі відбитий ЛЧМ-сигнал дешифрується до низькочастотного сигналу на основі фотонного частотного змішування. Реалізація фотонної демодуляції дозволяє безпосередньо обробляти високочастотні сигнали з великою смугою пропускання без будь-якого електричного перетворення частоти.

У статті [7] ґрунтуючись на фотонному підході запропоновано реконфігурований багатосмуговий генератор ЛЧМ-сигналів з можливістю регулювання центральної частоти, смуги пропускання та періоду. Багатосмугові ЛЧМ-сигнали можуть генеруватися одночасно, використовуючи лише один низькочастотний сигнал проміжної частоти (ПЧ). Центральні частоти генерованих багатосмугових сигналів можуть бути легко налаштовані шляхом регулювання частотного зсуву між двома оптичними частотними гребінками. Вводячи відповідні часові затримки, ці багатосмугові ЛЧМ-сигнали можуть бути об'єднані для формування частотно-крокового ЛЧМ-сигналу, а також можуть бути об'єднані для формування ЛЧМ-сигналу з помноженою смугою пропускання і періодом.

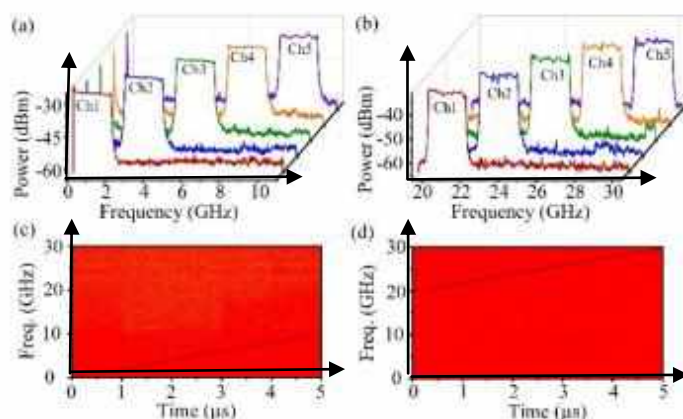


Рисунок 1.7 – Експериментально виміряні електричні спектри згенерованих суб-ЛЧМ сигналів з перестроюванням частоти від постійного струму до 30 ГГц при заданих значеннях f_x (а) 8 ГГц і (б) 28 ГГц. Часо-частотні діаграми ЛЧМ-сигналів зі смугою пропускання 10 ГГц і тривалістю 5 мкс, згенерованих шляхом комбінування затриманих у часі суб-ЛЧМ-сигналів, коли f_x встановлено на (с) 8 ГГц і (д) 28 ГГц.

Подібна реалізація може зробити систему занадто чутливою до впливу зовнішніх умов, таких як температура чи механічні вібрації. Це вимагатиме додаткових заходів для стабілізації параметрів роботи, що ускладнює застосування в екстремальних умовах із платформою типу БПЛА.

Такий підхід може знайти застосування в сучасних багатофункціональних багатосмугових радіолокаційних системах, де потрібна гнучка конфігурація частоти, тривалості та смуги пропускання сигналів, що дозволяє підвищити роздільну здатність та ефективність обробки в реальному часі в широкому діапазоні частот.

Фотоніка як засіб для генерації багатосмугових сигналів із можливістю регулювання потенційно забезпечує широкую миттєву смугу пропускання та паралельне оброблення.

Із недоліків варто вказати складність і вартість лазерних діодів зі значним показником модуляції. Наявність експортних обмежень на компоненти для модуляції, детекції чи фільтрації сигналів. Крім того, хоча фотоніка має

потенціал для зниження енергоспоживання на рівні окремих компонентів, у складних системах це може не компенсувати загальних витрат енергії.

1.3. Ключова роль частотного діапазону для роздільної здатності у ЛЧМ радарх

Здатність відокремлювати два або більше об'єктів при побудові зображення називається роздільною здатністю. Якщо відстань між об'єктами зменшується, то настає момент, коли радарна система більше не може відрізнити їх як окремі об'єкти. Тому можливість виявлення дрібних деталей та точно ідентифікувати об'єкти є ключовою якісною характеристикою. В радарх з синтезованою апертурою формуються зображення за двома наступними координатами: азимут – координата поверхні вздовж траси польоту, дальність – координата поверхні в поперечному напрямку від траєкторії руху літального апарату. Таким чином важливо визначити роздільну здатність за дальністю і роздільну здатність за азимутом.

Перша, за дальністю, являє собою досяжну роздільну здатність сигналу за діапазоном частот радіохвилі і визначається за формулою:

$$R = \frac{c}{2\beta} \quad (1.6)$$

Азимутальна роздільна здатність радіолокаційної системи обернено пропорційна ширині головної пелюстки діаграми спрямованості антени, котра визначає кутову область, в межах якої антена має найбільшу чутливість. Чим вужча головна пелюстка, тим краща азимутальна роздільна здатність. Підсумовування накопиченого сигналу у синтезованій антені можна зобразити наступним чином рис. 1.8.

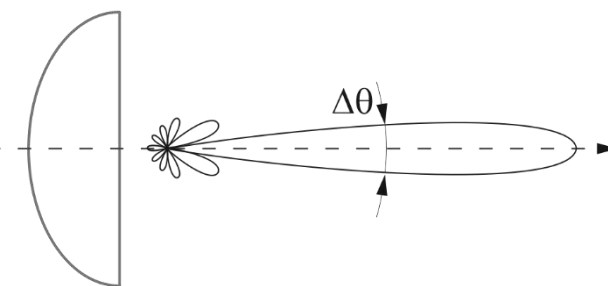


Рисунок 1.8 – Формування діаграми спрямованості із використанням параболічного типу антени

Ширина діаграми спрямованості буде дорівнювати:

$$\Delta\theta \approx \frac{\lambda}{d}, \quad (1.7)$$

де d – розмір розкриву антени у площині кутів θ .

Аналогічно отримується діаграма спрямованості синтезованої антени

$$\Delta\theta = \frac{\lambda}{\Delta X}, \quad (1.8)$$

де ΔX – розмір штучної, синтезованої довжини апертури.

Таким чином, роздільна здатність за азимутом залежить від когерентного накопичення сигналу у часі. Тобто операції синтезу апертури а також реалізацією схеми збору та оброблення даних. Слідуючи із формул роздільної здатності можна сказати про важливість вибраної смуги частот або довжини хвилі, так як параметри є обернено пропорційними. Вибір залежить від вимог для ЛЧМ сигналу щодо параметрів області дослідження, роздільної здатності результуючого зображення. Тому приведений перелік джерел має

проілюструвати відмінності та ефективність різних частотних діапазонів при розробці радарної системи.

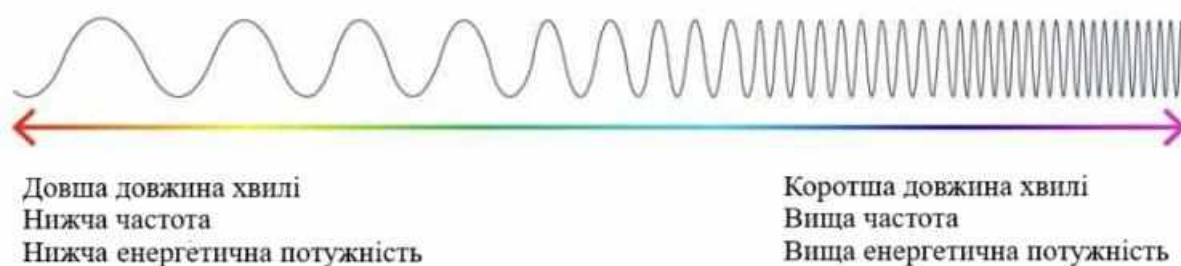


Рисунок 1.9 – Властивості електромагнітного спектру видимого діапазону

Із матеріалів наукової праці [1] виявили результати роботи двох ЛЧМ РСА систем дослідження підстильної поверхні, що побудовані із застосуванням двох різних діапазонів частот, а саме 2.91 GHz та 15.9 GHz. Частота 2.91 GHz забезпечує роботу в S-діапазоні з шириною частотної смуги 100 МГц, що дозволяє досягати просторової роздільної здатності близько 1.5 метра. Це робить її придатною для завдань середньої деталізації. У свою чергу, частота 15.9 GHz належить до Ku-діапазону і має ширшу смугу частот – 170 МГц, що призвело до вищої точності зображень із досягненням роздільної здатності близько 0.9 метра. Порівняння цих двох діапазонів чітко вказує, що для досягнення вищої деталізації зображення більше підходить вищий діапазон частот.

Розробка і застосування X-діапазонної радіолокаційної системи із центральною частотою 9.6 ГГц, що є поширеним завдяки збалансованій комбінації роздільної і проникної здатності сигналу у разі несприятливих атмосферних умов, розглянуто у статті [8]. Інтегрований у систему огляду підстильної поверхні октокоптера радар побудований на основі ЛЧМ РСА. Результати заявлених експериментів в умовах висоти близько ста метрів та руху платформи зі швидкістю від 2 до 5 м/с показали, здатність формувати чіткі зображення з роздільною здатністю до 15 см. За азимутом така чіткість досягнута завдяки протяжності синтезованої апертури у 40 метрів. Роздільна

здатність за горизонтальною дальністю обернено-пропорційна ширині спектра максимальна величина котрого реалізована на рівні 1 ГГц.

Вся обробка сигналів виконується на стандартному персональному комп'ютері. Зібрані дані обробляються з використанням найбільш поширеного алгоритму RDA. Успішне проведення випробувань показало життєздатність і надійність зручної, малогабаритного ЛЧМ РСА на базі БПЛА.

Приклад застосування К – діапазону наведено у [9] головна мета розробників котрої полягала у створенні низької вартості системи ЛЧМ РСА вбудованої у БПЛА. Перш за все через низьку вартість комплектуючих, де потужність випромінення складає 4 dBm, а ширина смуги частотної модуляції складає 1 МГц, що прямо впливає на величину роздільної здатності за дальністю. Саме тому з точки зору можливої дальності зондування, а також рівня досягнутої роздільної здатності система поступається іншим прикладам.

Проведені експерименти дозволили отримати значної чіткості зображення на невеликій дистанції близько 60 метрів. Зображення у порівнянні із фотознімком приведені на рис 1.11.



Рисунок 1.10 – БПЛА типу октокоптер укомплектований ЛЧМ РСА системою

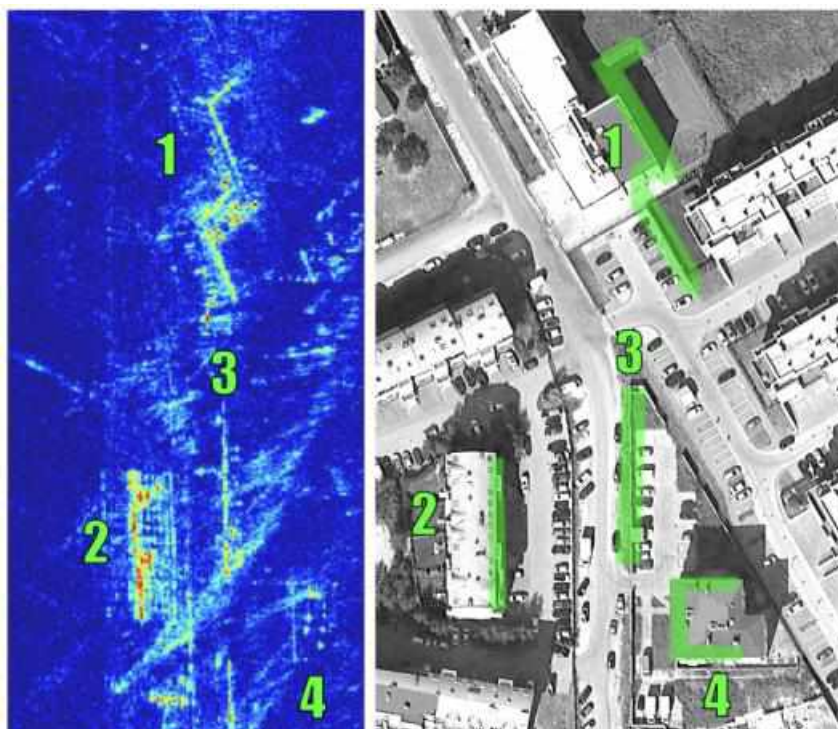


Рисунок 1.11 – РСА зображення з висоти у 60 метрів (ліворуч) з відповідним оптичним зображенням (праворуч).

У наступній статті [10] представлено наднизькопотужний 60-ГГц FMCW радар для внутрішніх приміщень, виготовлений за технологією 28-нм CMOS. Передавальна частина радару використовує настроювану узгоджувальну мережу, яка відслідковує частоту сигналу і підтримує 17% часткову смугу пропускання, і дозволяє регулювати вихідну частоту у діапазоні 57-66 ГГц. Помножувач частоти у шість раз у передавачі витримує вихідну потужність 8,1 дБм при досягненні менш за 20% ефективності перетворення постійного струму в радіочастотний сигнал. Фронтальна частина приймача, що побудована на базі змішувача, з фільтром високих частот придушує витік сигналу між передавачем та приймачем та мінімізує міжмодуляційні спотворення. Приймач має шумову характеристику 10,5 дБ на частоті 60 ГГц при споживанні лише 5,6 мВт, що робить його придатним для використання в масивах МІМО. Завдяки конструкції з підтримкою чергування робочого циклу та часу запуску радару в 1 мкс система споживає 62 мВт/18 мВт у безперервному режимі/режимі

чергування з 6,25% робочим циклом, що є рекордно низьким рівнем енергоспоживання

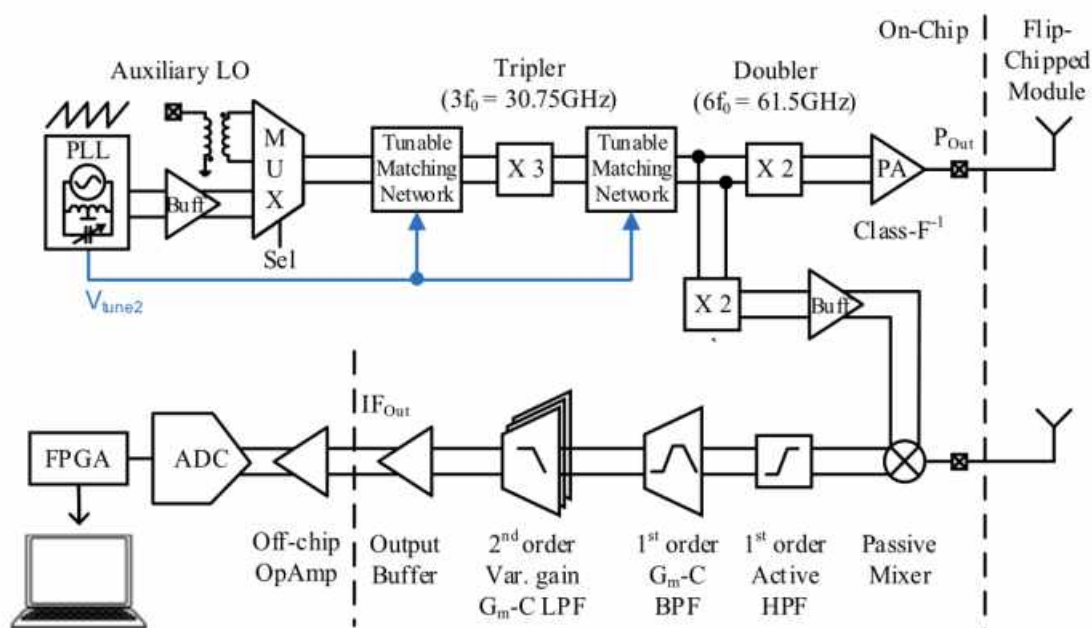


Рисунок 1.12 – Архітектура РЛС FMCW у V - робочому діапазоні

Стаття [5], пропонує реалізацію ЛЧМ PCA системи у W – діапазоні, що призначена для всепогодного спостереження і здатна забезпечувати високу роздільну здатність зображень навіть в умовах піщаних бур і пилових хмар. Основні параметри радіолокаційної системи включають частоту 94 ГГц і ширину смуги 1 ГГц, що дає змогу досягти роздільної здатності до 15 см за дальністю та азимутом. Використання міліметрового діапазону частот знижує проблеми з багатопроменевими перешкодами і забезпечує високий контраст зображень завдяки високому відношенню сигнал/шум гетеродинного приймача, що має коефіцієнт перетворення 7 дБ, що означає, що потужність сигналу після його оброблення на цьому етапі збільшується приблизно в 5 разів. рівень шуму при цьому складає – 4 дБ, тому його можна охарактеризувати як низький. Система містить два приймальних канали для виконання поляриметричних та інтерферометричних вимірювань, а цифровий формат даних дає змогу синхронно передавати їх, зокрема й дані інерціального вимірювального блока (IMU).

Обробка зображень охоплює високоточний ІМУ для компенсації нестабільностей польоту і передові алгоритми корекції, такі як автофокусування і корекція Доплера. Оброблення даних здійснюється з використанням потужного GPU, що дає змогу обробляти дані в реальному часі. Випробування системи показали, що вона забезпечує отримання високоякісних РСА зображень на відстані до 4.5 км, перевершуючи заявлені специфікації. Зображення демонструють високу деталізацію і контрастність, підтверджуючи ефективність системи в різних режимах роботи та умовах експлуатації.

Таблиця 1.1 – Технічні характеристики ЛЧМ РЛС із наукових праць розподілені по частоті.

Частотний діапазон	S- діапазон: 2.91 ГГц	X- діапазон 9.6 ГГц	Ku- діапазон: 15.9 ГГц	K- діапазон: 26.3 ГГц	W – діапазон 94 ГГц
Смуга пропускання	100 МГц	1 ГГц	170 МГц	1 МГц	1 ГГц
Тип антени	рупор	рупор	рупор	не вказано	рупор
Максимальна дальність (км)	7,4	14	4,55	0,910	4.5
Потужність передавача	10 dBm	30 dBm	10 dBm	4 dBm	20.7 dBm
Ширина головної пелюстки ДС.	не вказано	45°	не вказано	25°	не вказано
Азимутальна роздільна здатність (см)	150	2	90	7,5	15
Роздільна здатність по дальності (см)	150	15	90	8,85	15

Вихідна потужність досягає 20.7 дБм на частоті 94 ГГц, що становить приблизно 117 мВт. Застосований підсилювач використовує 8 транзисторних осередків із загальною периметрією 1.44 мм для забезпечення такого рівня потужності.

Недоліками системи можуть бути складність реалізації та необхідність високої точності навігаційних даних. Крім того, всепогодність, ймовірно, не включає в себе ефективність роботи під час опадів у вигляді дощу або снігу

Інший приклад ЛЧМ РСА системи спроектованої у W – діапазоні [11]

Окрім технічних та фізичних характеристик порівнюючи частоти в спектрі необхідно узяти до уваги проблему перевантаженості L, S, C діапазонів частот через використання цих частот. Що залишає менший простір вільного спектра та спричиняє більше завад внаслідок впливу шумів.

Частотні діапазони з вищими частотами зазвичай надають доступ до ширших смуг пропускання, що дозволяє передавати більше інформації або забезпечувати вищу пропускну здатність. Це зумовлено фізичними властивостями радіохвиль. На нижчих частотах довжина хвилі більша, тому пропускають менше інформації на одиницю часу. Для вищих частот період коливань менший, що дозволяє передавати інформацію швидше і з більшою точністю, тим самим підвищуючи ефективність передачі даних.

Однак W – діапазон більш вразливий за нижчі частоти до деградації сигналу, через поглинання радіосигналів атмосферними явищами, такими як дощ, сніг або лід.

У процесі проектування ЛЧМ РСА-системи важливо правильно підібрати робочу частоту з огляду на наявні вимоги. Окрім роздільної здатності результуючого зображення присутні певні залежності. Для забезпечення більш компактних розмірів антени краще підходить W-діапазон. Особливо для випадку застосування на рухомій платформі типу БПЛА. А це потребує використання важчої системи живлення. Проте слід зазначити – вища енергетика вимагається для опромінення цілі на співставній, великій дистанції.

Відстань у кілька кілометрів не спричиняє особливих незручностей щодо технічних вимог живлення.

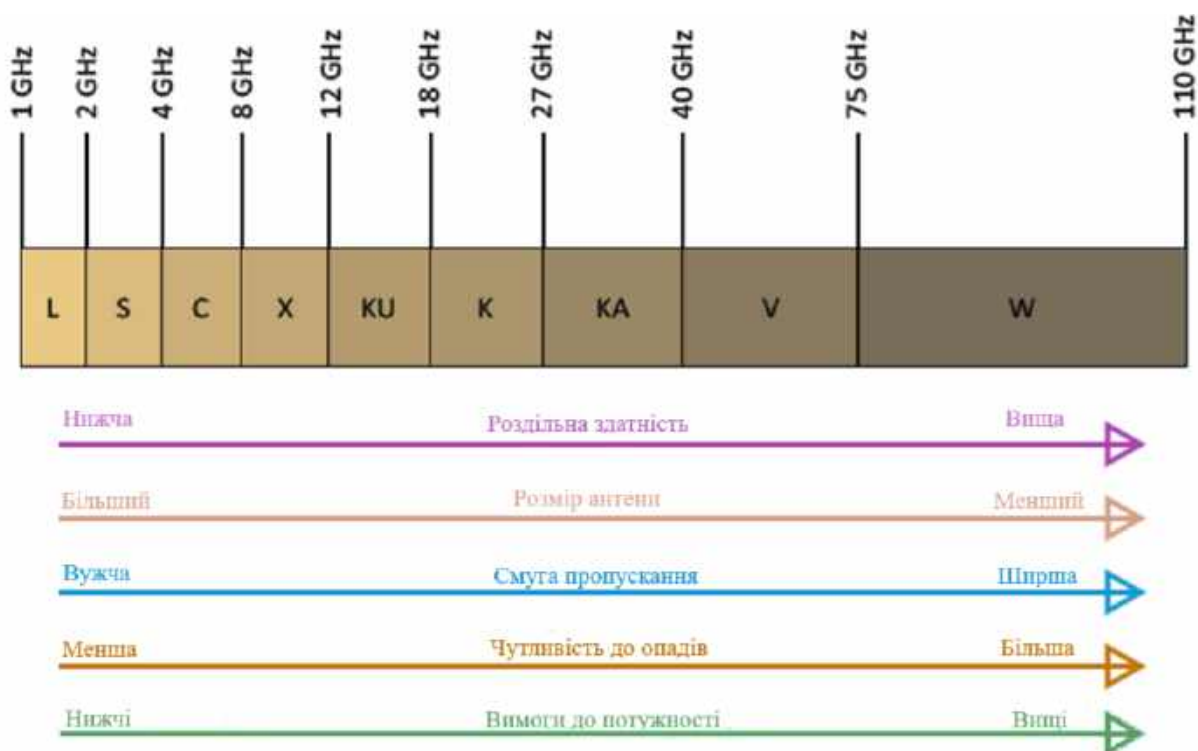


Рисунок 1.13 – Властивості для L, S, C, X, Ku, Ka, V, W діапазонів частот

Вибір вищих частот викликає у тому числі технологічні питання щодо точності, якості виготовлення та гнучкості вибору комплектуючих, що підвищує вартість кінцевої системи. Проте навіть врахувавши згадані недоліки, існують значні переваги, котрі змушують вважати розробку ЛЧМ РСА системи у три міліметровому діапазоні – доцільною.

Міліметрові хвилі, завдяки коротшій довжині хвилі, менш схильні до значних відбиття і дифракції на об'єктах. Це пояснюється тим, що малі об'єкти або нерівності поверхонь часто менші за довжину хвилі міліметрового діапазону, тому сигнал або поглинається, або відбивається з меншими втратами. Це зменшує кількість відбитих променів, які можуть викликати інтерференції між прямим сигналом і відбитими. У результаті через вузьку діаграму спрямованості антени та обмежену кількість відбиттів, які здатні створювати перешкоди, зменшується кількість шумів та небажаних сигналів.

Це підвищує відношення сигнал/шум, що призводить до вищої чіткості та контрасту результуючого зображення.

1.4 Огляд існуючих методів та алгоритмічних операцій функціонування РСА з обробленням безперервних ЛЧМ сигналів

В даному пункті проаналізовані методи формування радіолокаційних зображень поверхні, що сформовані РСА з безперервним ЛЧМ зондуючим сигналом. Представляє інтерес визначення основних алгоритмічних операцій, що виконуються над «сирими» даними після їх реєстрації в приймачах. Буде розглянута геометрія вимірювань, зондуючий сигнал та особливості формування «сирих» даних, що визначатимуть подальшу обробку. Для порівняння якості роботи різних алгоритмів розроблена імітаційна модель формування радіолокаційних зображень в РСА з обробленням безперервних ЛЧМ сигналів.

1.4.1. Геометрія вимірювань при формуванні радіолокаційних зображень в РСА з борта літального апарату

Для представлення принципу формування «штучної» апертури будемо використовувати геометрію, що показана на рис. 1.14 [12]. Ідея формування синтезованої апертури однакова як для імпульсних, так і для безперервних радарів. Спочатку в напрямку поверхні у межах несинтезованої діаграми спрямованості, у широкому діапазоні кутів, випромінюються електромагнітні хвилі від бортової антени, що розміщена на рухомій платформі (на рис. 1 Antenna SAR). Платформа здійснює прямолінійний рух зі швидкістю V_s вздовж координати, яка умовно називається Azimuth.

Так, традиційно в літературі пов'язують роздільну здатність РСА або характеристики зображення з умовною координатою азимуту. Водночас всі

радіолокаційні зображення приводяться до декартових координат поверхні з одиницями вимірювання метри. Інша координата, яка відіграє важливу роль в вимірюваннях, є горизонтальна дальність (на рис. 1.14 Ground range).

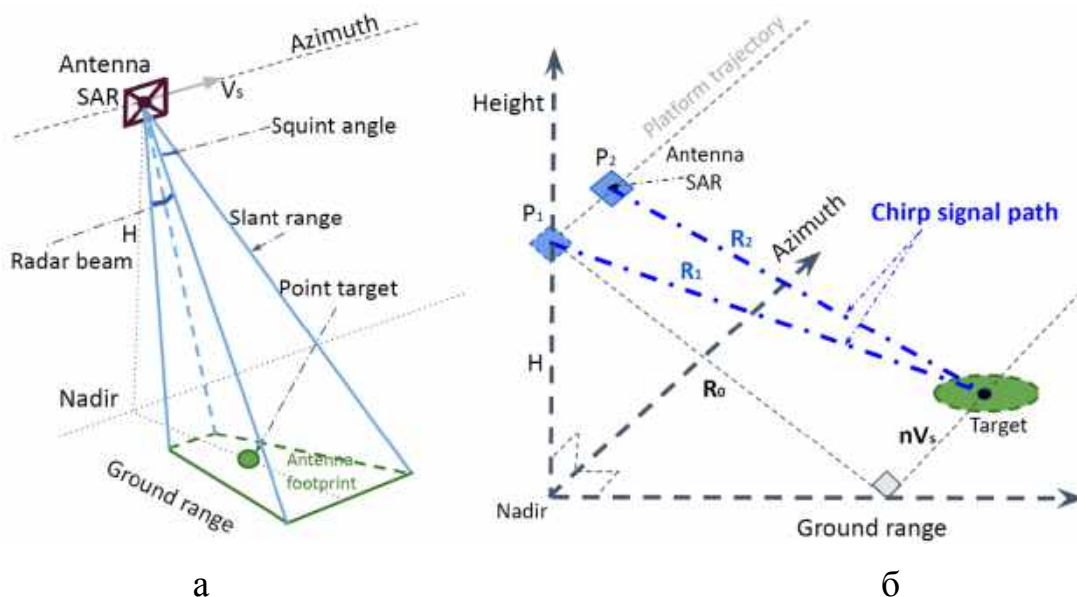


Рисунок 1.14 – Геометрія огляду поверхні радаром, що реалізує алгоритм синтезування апертури антени: а – просторове положення променя несинтезованої антени, б – дальності, що проходить сигнал за час руху носія (взято з [12])

Координата має назву Azimuth в зв'язку з тим, що в результаті синтезування антени зменшується ширина діаграми спрямованості за кутом азимуту у сферичній системі координат.

Горизонтальна дальність перераховується з похилої дальності (на рис. 1 Slant range) у межах ширини променя діаграми спрямованості фізичної антени. Ширина променя перпендикулярно трасі польоту (на рис. 1.14 Radar beam) і визначає ширину смуги огляду за координатою горизонтальної дальності. На практиці чим більша смуга огляду, тим швидше відбувається формування радіозображення певної ділянки поверхні. Розмір пікселя радіозображення за координатою горизонтальної дальності визначається роздільною здатністю радару за похилою дальністю. За похилою дальністю роздільна здатність визначає скільки ділянок можливо окремо спостерігати на всій трасі

розповсюдження сигналу. Кожна ділянка має постійну величину на похилій дальності, але при їх перерахунку у координату горизонтальної дальності розміри ділянок змінюються за формулою

$$\Delta R_{Ground\ range} = \frac{\Delta R_{Slant\ range}}{\sin \theta}, \quad (1.9)$$

де $\Delta R_{Slant\ range}$ – роздільна здатність радіосистеми за похилою дальністю, θ – кут спостереження кожної точки поверхні, $\Delta R_{Ground\ range}$ – роздільна здатність радіосистеми за горизонтальною дальністю. Геометрія перерахунку ділянок роздільного спостереження об'єктів на поверхні показана на рис. 1.15.

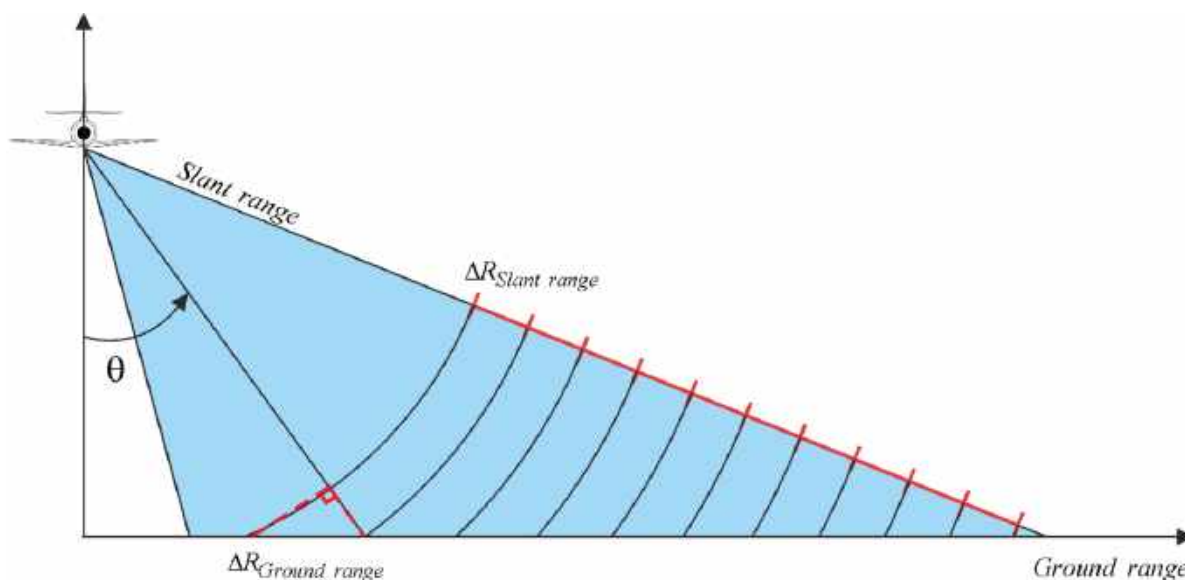


Рисунок 1.15 – Геометричні перетворення роздільної здатності за похилою дальністю в роздільну здатність за горизонтальною дальністю

Роздільна здатність за горизонтальною дальністю для всіх типів зондуючих сигналів обернено-пропорційна їх ширині спектру, тому за цією координатою основну увагу приділяють обробленню сигналів за часом і у межах деякого періоду модуляції [13-15]. Роздільна здатність за іншою координатою, за азимутутом, визначається просторово-часовою когерентною обробкою накопичених в процесі руху комплексних огибаючих віддзеркалених сигналів [13-15]. На рис. 1.14б показано процес випромінення сигналу з точки

P_1 і його прийом у точці P_2 . Спостереження об'єкту (на рис. 1.14a Point target, на рис. 1.14б Target) відбувається на протязі деякого часу, поки діаграма спрямованості, маючи деяку ширину вздовж траси польоту (на рис. 1.14a Squint angle), його опромінює. Час спостереження при фіксованій швидкості руху носія або інтервал просторового накопичення віддзеркалених сигналів визначає розмір синтезованої апертури. Роздільна здатність за азимутом обернено-пропорційна розміру синтезованої апертури за координатою азимуту [13-15]. Роздільна здатність за азимутом в кутових координатах при відомій висоті та куту візування або при відомій похилій дальності перераховується в роздільну здатність за просторовими координатами на поверхні. Таким чином ми розглянули геометрію проведення вимірювань в РСА та визначили основні величини, що впливають на роздільну здатність радіолокаційних зображень.

1.4.2. Моделі безперервних сигналів в РСА

Зондуючий сигнал з лінійною частотною модуляцією має наступний вигляд [16]:

$$s(t) = \exp\{j(2\pi f_0 t + \pi k_r t^2)\}, \quad (1.10)$$

де $f_0 = \frac{c}{\lambda}$ – частота-носій зондуючого сигналу, c – швидкість розповсюдження радіохвиль, λ – довжина хвилі, $\pi k_r t^2$ – квадратичний набіг фази, що притаманний ЛЧМ сигналу, $k_r = \frac{\Delta f}{t_p}$ – швидкість зміни частоти на величину Δf за період модуляції t_p . У виразі (1.10) над позначенням зондуючого сигналу поставлена точка, що наголошує на тому, що модель сигналу представлена у комплексній формі. Даний підхід є математичним спрощенням всіх подальших

розрахунків. Фізичний сигнал, що випромінює антена не може бути комплексним і описується моделлю гармонійного сигналу наступним чином:

$$s_t(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \pi k_r t^2), \quad (1.11)$$

де A – це амплітуда гармонійного коливання. Над виразом (1.11) можна провести наступні математичні операції:

$$s_t(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \pi k_r t^2) = A \operatorname{Re} \left\{ \exp \left((2\pi f_0 t + \pi k_r t^2) \right) \right\}, \quad (1.12)$$

Вважаючи, що амплітуда зонduючого сигналу дорівнює 1, в подальших розрахунках переходять до комплексних сигналів, опускаючи оператор $\operatorname{Re}\{\cdot\}$ і позначаючи $s_t(t)$ крапкою зверху.

Прийнятий сигнал, що віддзеркалився від поверхні, має вигляд (1.13)

$$s_r(t) = \exp \left\{ j(2\pi f_0(t - \Delta t) + \pi k_r(t - \Delta t)^2) \right\}, \quad (1.13)$$

де $\Delta t = \frac{R_1(n) + R_2(n)}{c}$ – час затримки сигналу при розповсюдженні, відстані

$R_1(n)$ і $R_2(n)$ показані на рис. 1б. Змінна n у дальностях в літературі називається повільним часом, часом по азимуту або координатою радіолокаційного зображення по азимуту.

В результаті руху носія в прийнятому сигналі буде присутній зсув частоти Доплера, який змінює вихідну частоту-носій на величину $\alpha = \frac{c^2}{c^2 - V_s^2}$.

Приймаючи до уваги формулу для дальності (1.9)

$$R_1(n) = \sqrt{R_0^2 + (V_s n)^2}, \quad (1.14)$$

отримаємо час затримки

$$\Delta t = 2\alpha \left(\frac{R_1(n)}{c} + \left(\frac{V_s}{c} \right)^2 n \right). \quad (1.15)$$

В (1.15) R_0 – це дальність до точки поверхні під кутом 90 градусів до траси польоту. Відповідно до класичної теорії оптимального оброблення сигналів [17, 18] прийняті сигнали повинні оброблятися в узгодженому фільтрі або піддаватися кореляційній обробці в кореляційному інтегралі. В радарх з обробкою безперервних ЛЧМ сигналів імпульсна характеристика узгодженого фільтру повторює зондуєчий сигнал. Фізичні пристрої реалізації такої обробки включають лінійний тракт приймача з набором фільтрів (вхідні кола, фільтр високої частоти), змішувач, фільтр проміжної частоти, змішувач для переносу в область нульових частот, фільтр нижніх частот, підсилювач низької частоти [18-21]. На виході узгодженого фільтру після перемноження (1.13) і (1.10), отримуємо

$$\begin{aligned} s_{dc}(t) &= s(t) s_r^*(t) = \\ &= \exp \left\{ j(2\pi f_0 t + \pi k_r t^2) \right\} \exp \left\{ -j(2\pi f_0 (t - \Delta t) + \pi k_r (t - \Delta t)^2) \right\} =, \\ &= \exp \left\{ j(2\pi f_0 \Delta t + 2\pi k_r t \Delta t - \pi k_r \Delta t^2) \right\}, \end{aligned} \quad (1.16)$$

де $(\cdot)^*$ – знак комплексного спряження.

Отриманий вираз (1.16) на практиці піддається дискретизації і подальшій обробці в комп'ютері. Цей вираз також доцільно використовувати для

тестування різних алгоритмів відновлення радіолокаційних зображень та фокусування радіосистеми. Розглянемо ці алгоритми більш доцільно.

1.4.3. Алгоритми відновлення радіолокаційних зображень в РСА з обробленням безперервних ЛЧМ сигналів

Відповідно до проведеного аналізу літератури та представлених формул (1.9) – (1.16) можна стверджувати, що радіолокаційне зображення представляється в координатах «швидкого» часу t за горизонтальною дальністю і «повільного» часу n за азимутом [12]. Але це представлення умовне, так як по своїй сутності воно лише показує, що для формування радіолокаційного зображення необхідно виконати просторово-часове оброблення сигналів. В літературі така обробка прийнятих сигналів ще називається двовимірною і в загальному випадку може виконуватись в чотирьох варіаціях: 1) обробка у часі за горизонтальною дальністю і обробка у часі за азимутом, 2) обробка у спектрі за горизонтальною дальністю і обробка у часі за азимутом, 3) обробка у часі за горизонтальною дальністю і обробка у спектрі за азимутом, 4) спектральна обробка сигналів і за горизонтальною дальністю і за азимутом. Ці чотири підходи і модифікації кожної з обробок у часі або спектрі призвели до розробки великої кількості алгоритмів формування радіозображень за результатами прийому, так званих, «сирих» даних у виразі (1.16). Розглянемо основні з них.

Омега-К алгоритм (ω КА). В даному алгоритмі приймається припущення, що $\Delta t^2 \rightarrow 0$ і фазовий зсув $\pi k_r \Delta t^2$ не несе корисної інформації [12, 16, 22]. В такому разі вираз для «сирих» даних прийме наступний вигляд:

$$s(t, n) = \exp \{ j(2\pi f_0 \Delta t + 2\pi k_r t \Delta t) \}. \quad (1.17)$$

Перша математична операція над (1.17) – це перетворення Фур'є за координатою t

$$\mathfrak{S}(f_t, n) = \int_{-\frac{t_0}{2}}^{\frac{t_0}{2}} \mathfrak{S}_0(t, n) \exp(-j2\pi f_t t) dt, \quad (1.18)$$

де t_0 – час спостереження прийнятих сигналів.

Далі необхідно визначити перетворення Фур'є за азимутом

$$\mathfrak{S}(f_t, f_n) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathfrak{S}(f_t, n) \exp(-j2\pi f_n n) dn. \quad (1.19)$$

Після розрахунку перетворення Фур'є за двома координатами отримуємо «сирі» данні для подальшого оброблення у спектральній площині:

$$\mathfrak{S}(f_t, f_n) = t_0 \text{sinc}(\pi t_0 (f_t - k_r \Delta t)) \exp(j\varphi(f_t, f_n)), \quad (1.20)$$

де $\varphi(f_t, f_n) = \frac{4\pi\alpha R_0}{c} \sqrt{(f_0 + f_t)^2 - \left(\frac{cf_n}{2\alpha V_s}\right)^2}$, f_t – частоти за координатою «швидкого» часу t , f_n – частоти за координатою «повільного» часу n .

Алгоритм дій над «сирими» даними (1.20) згідно з Омега-К алгоритмом показано на рис. 1.16.

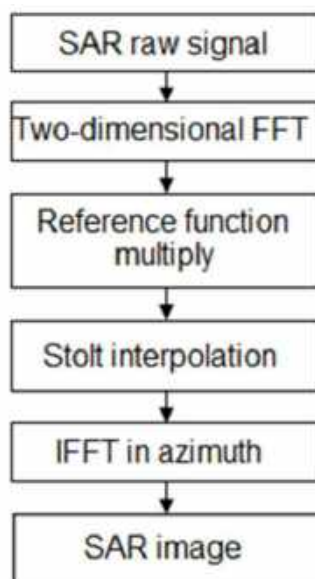


Рисунок 1.16 – Омега-К алгоритм оброблення «сирих» даних в РСА з безперервними ЛЧМ сигналами (взято з [16])

Після перетворення прийнятих сигналів у спектральний вигляд, отриманий вираз (1.20) множиться на опорну функцію

$$H_{ref}(f_t, f_n) = \exp(-j\phi_{ref}(f_t, f_n)), \quad (1.21)$$

де

$$\phi_{ref}(f_t, f_n) = \frac{4\pi\alpha R_{ref}}{c} \sqrt{(f_0 + f_t)^2 - \left(\frac{cf_n}{2\alpha V_s}\right)^2}. \quad (1.22)$$

Після перемноження фаза прийме наступний вигляд:

$$\phi_{RFM}(f_t, f_n) = \frac{4\pi\alpha(R_0 - R_{ref})}{c} \sqrt{(f_0 + f_t)^2 - \left(\frac{cf_n}{2\alpha V_s}\right)^2}. \quad (1.23)$$

Наступна математична операція полягає в інтерполяції даних за методом Столта [23-25]. Дана інтерполяція виконується у зв'язку «міграцією» дальності до окремої точки поверхні при прямолінійному русі носія. Ефект міграції дальності показано на рис. 1.17.

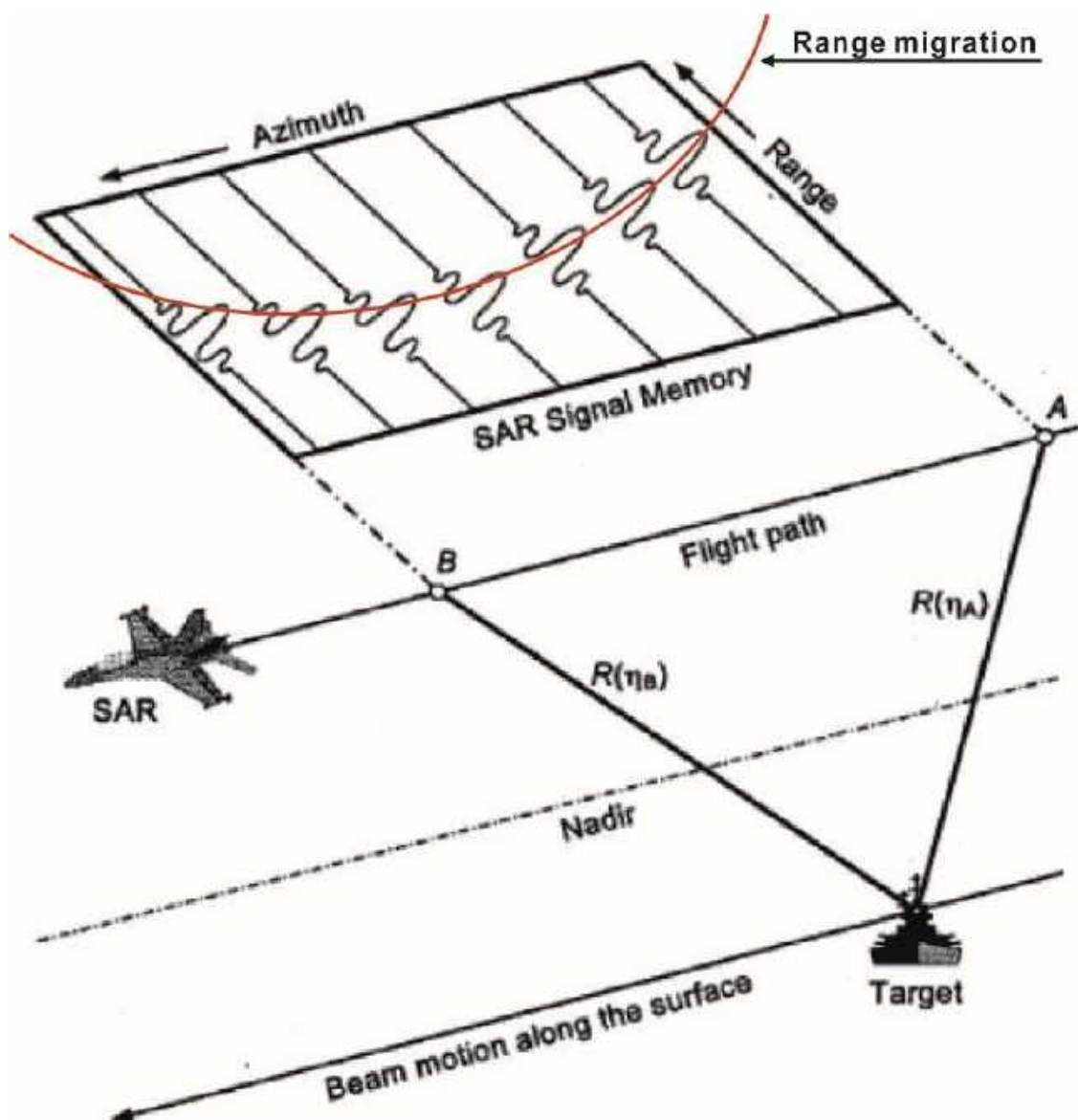


Рисунок 1.17 – Міграція дальності до точкової цілі в РСА (взято з [23])

Ефект міграції дальності також проявляється в спектрі прийнятих сигналів і призводить до розфокусування радіолокаційних зображень. Принцип інтерполяції даних за методом Столта демонструється на рис. 1.18.

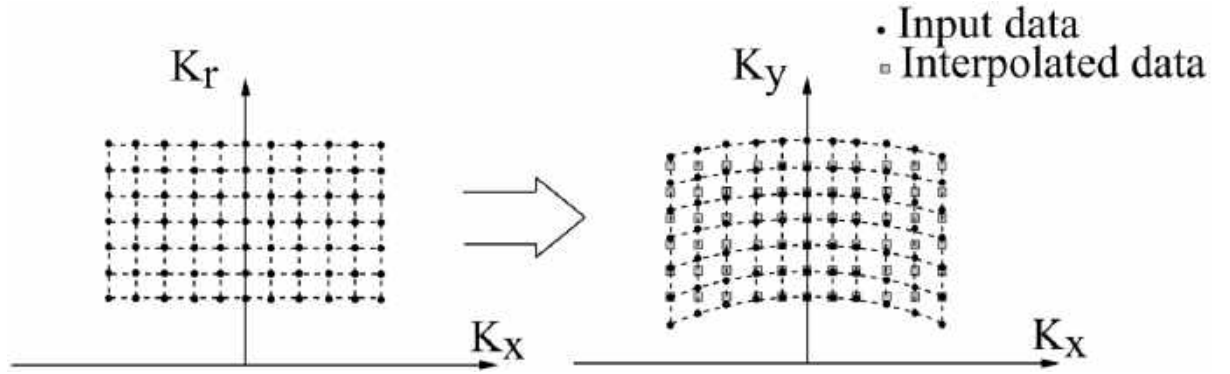


Рисунок 1.18 – Інтерполяції даних за методом Столта (взято з [15])

Суть представленої інтерполяції полягає в заміні закону варіації f_t з лінійного на нелінійний таким чином, щоб в виразі (1.23) настало наступна рівність:

$$\sqrt{(f_0 + f_t)^2 - \left(\frac{cf_n}{2\alpha V_s}\right)^2} = f_0 + f'_t. \quad (1.24)$$

Іншими словами, необхідно замінити f_t на нову змінну f'_t , щоб відбулась компенсація «міграції» дальності за координатою f_t . Питанню інтерполяції за методом Столта присвячено багато робіт [12-21], більшість з них приходить до висновку, що нова змінна має розраховуватись наступним чином:

$$f'_t = \sqrt{(f_0 + f_t)^2 - \left(\frac{cf_n}{2\alpha V_s}\right)^2} - f_0 \sqrt{1 - \left(\frac{cf_n}{2\alpha V_s f_0}\right)^2}. \quad (1.25)$$

Фаза після інтерполяції набуде вигляду

$$\varphi_{RFM}(f_t, f_n) = \frac{4\pi\alpha(R_0 - R_{ref})}{c}(f_0 + f'_t). \quad (1.26)$$

Остання алгоритмічна операція полягає в розрахунку оберненого перетворення Фур'є за азимутом. Результатом стає радіолокаційне зображення поверхні, що сформоване РСА з обробленням безперервних ЛЧМ сигналів. Необхідно зауважити, що при реалізації Омега-К алгоритму в імпульсних РСА на останньому етапі необхідно розраховувати двовимірне перетворення Фур'є за азимутом і дальністю. Особливістю оброблення в РСА з безперервними ЛЧМ сигналами є наявність інформації про характеристики поверхні саме в кожній спектральній компоненті.

Модифікований Омега-К алгоритм (ω КА-М). Блок-діаграма алгоритму ω КА-М [16] показана на рис. 1.19. На відміну від попереднього алгоритму замість припущення, що складова фази $\pi k_r \Delta t^2$ не суттєва, в даному алгоритмі першою операцією вводиться її компенсація шляхом розрахунку прямого перетворення Фур'є за дальністю, множенням на функцію

$$S_{RVP}(f_t) = \exp\left(-j \frac{\pi f^2}{k_r}\right), \quad (1.27)$$

і розрахунком оберненого перетворення Фур'є за дальністю.

Наступною операцією в блок-схемі на рис. 1.19 є доповнення нулями «сирих» даних за координатою азимуту. Даний метод був розроблений для наземної станції з синтезуванням апертури, що рухається на рельсах. Дослідження в даній роботі присвячено формуванню радіозображень з борта літального апарату, де данні надходять в процесор постійно в процесі руху і в такому випадку доповнювати нулями нічого не треба.

Основна відмінність модифікованого алгоритму полягає в формуванні двовимірних даних на етапі, що автори [27] назвали 2-dimensional Support Domain Formulation.

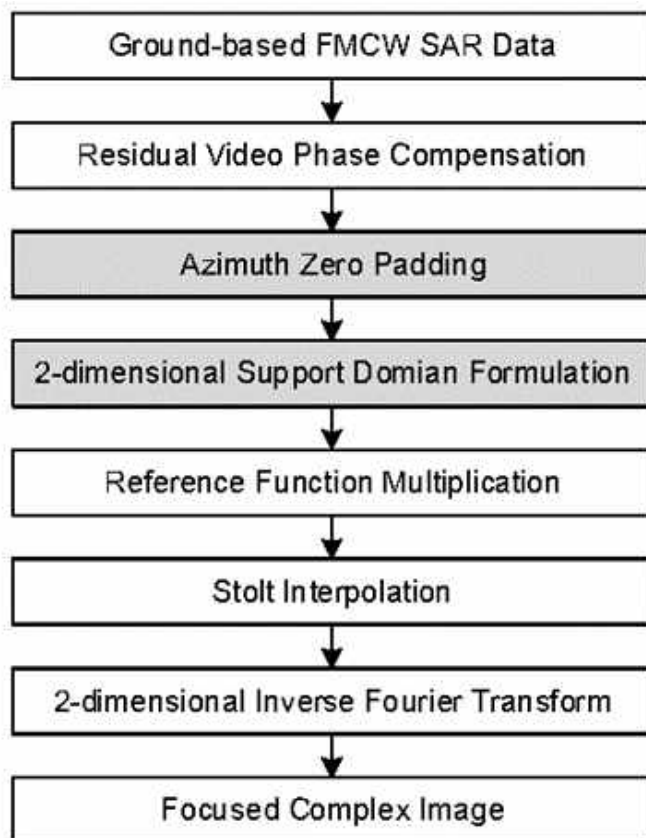


Рисунок 1.19 – Модифікований Омега-К алгоритм оброблення «сирих» даних в РСА з безперервними ЛЧМ сигналами (взято з [27])

Для пояснення суті цієї операції запишемо інше представлення «сирих» даних

$$s(t, x) = \exp \left\{ j \left(2\pi f_0 \frac{2R(x)}{c} + 2\pi k_r t \frac{2R(x)}{c} \right) \right\} \exp \left\{ j \frac{4\pi k_r}{c^2} R^2(x) \right\}. \quad (1.28)$$

де x аналог «повільного» часу n , тільки представлений в більш фізичних величинах – координатах поверхні, $x = V_s \Delta t + x_n$, $x_n = V_s n T_p$ – дискретні позиції носія РСА, n – номер періоду дискретизації, T_p – період модуляції зондуючого ЛЧМ сигналу.

Для подальшого оброблення вводиться змінна $k_r t = f_t$, частота за координатою дальності, і дальність записується наступним чином

$$R(x) = \sqrt{R_0^2 + (x_0 - x)^2}. \quad (1.29)$$

Підставляючи наведені вирази в (1.28) і виконуючи RVP компенсацію, отримуємо результат першого етапу формування двовимірних даних

$$\mathcal{S}(f_t, x_n) = \exp \left\{ j \left(\frac{4\pi}{c} (f_0 + f_t) \sqrt{R_0^2 + \left(x_n - x_0 + \frac{V_s f_t}{k_r} \right)^2} \right) \right\}. \quad (1.30)$$

Наступне оброблення полягає в розрахунку перетворення Фур'є за азимутом

$$\mathcal{S}(f_t, x_n, f_x) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathcal{S}(f_t, x_n) \exp \{ -j 2\pi f_x x_n \} dx_n, \quad (1.31)$$

де f_x – частота за координатою азимута. Фаза в виразі (1.31) має наступний вигляд:

$$\Phi(f_t, x_n, f_x) = -\frac{4\pi}{c} (f_0 + f_t) \sqrt{R_0^2 + \left(x - x_0 + \frac{V_s f_t}{k_r} \right)^2} - 2\pi f_x x_n. \quad (1.32)$$

Використовуючи принцип стаціонарної фази $\frac{d\Phi(f_t, x_n, f_x)}{dx_n} = 0$,

отримуємо вираз для координат азимуту.

$$x_n = -\frac{cR_0 f_x}{\sqrt{4(f_0 + f_t)^2 - c^2 f_x^2}} + x_0 - \frac{V_s f_t}{k_r}. \quad (1.33)$$

Підставивши (1.33) в (1.32), отримаємо двовимірне представлення даних в спектрі для їх подальшого оброблення вже відомими алгоритмічними операціями

$$\mathcal{S}(f_t, f_x) = \exp \left\{ -\frac{4\pi R_0}{c} \sqrt{(f_0 + f_t)^2 + \frac{c^2 f_x^2}{4}} - 2\pi f_x x_0 + \frac{2\pi V_s}{k_r} f_t f_x \right\}. \quad (1.34)$$

Метод частотного масштабування (Frequency Scaling Algorithm, FSA або CSA) і метод Дальність-Доплер (Range-Doppler algorithm, RDA). Повна інформація про реалізацію алгоритму FSA представлена в [18-30], а блок-схема наведена на рис. 1.20а. Алгоритм RDA докладно представлений в [28, 30, 32] і продемонстровано на рис. 1.20б. З аналізу основних операцій слідує, що FSA – це доповнений новими операціями RDA. В такому випадку розглянемо докладно всі основні операції за методом частотного масштабування. В першу чергу, необхідно зазначити, що «сирі» данні представляються як $s(t, \eta)$ і вони повністю відповідають виразу (1.17), тільки замість змінної для «повільного» часу n використовується η .

Першою операцією над прийнятими сигналами є компенсація власного руху носія, що полягає в множенні прийнятих сигналів на функцію

$$H_{mc1}(t, \Delta\tau_{ref}) = \exp \left\{ -j \left(2\pi f_0 \Delta\tau_{ref} + 2\pi k_r t \Delta\tau_{ref} - \right. \right. \\ \left. \left. - \pi k_r (2\eta \Delta\tau_{ref} - \tau_{ref}^2) \right) \right\}, \quad (1.35)$$

де $\Delta\tau_{ref} = \frac{2\Delta R_{ref}}{c}$, $\Delta R_{ref} = R_{actual} - R_{ideal}$, де R_{actual} – похила дальність від носія до точкової цілі з урахуванням відомих відхилень платформи від ідеальної траєкторії, R_{ideal} – ідеальна траєкторія руху платформи для того самого положення точкової цілі.

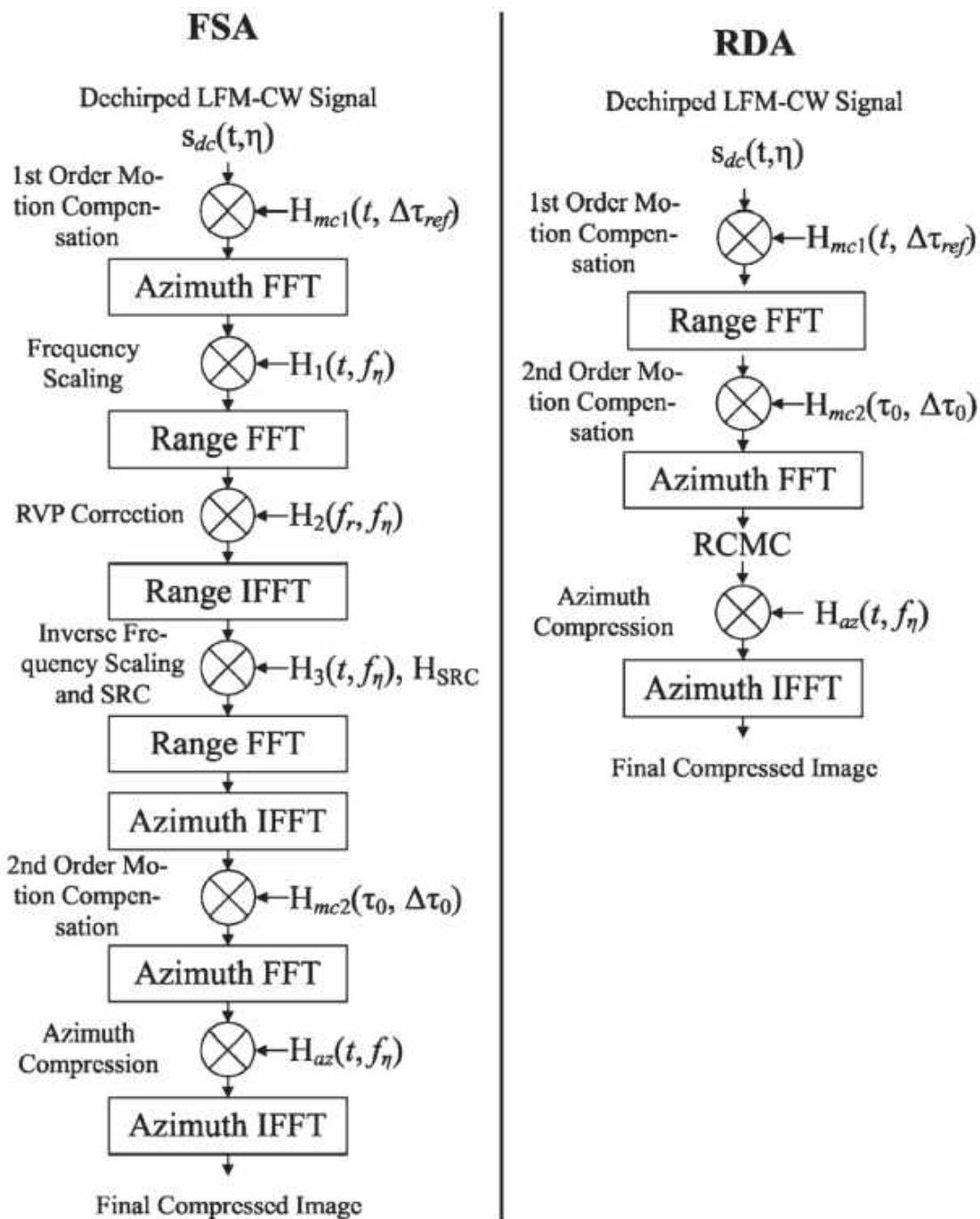


Рисунок 1.20 – Методи оброблення «сирих» даних в РСА з безперервними ЛЧМ сигналами: а – метод частотного масштабування, б – метод Дальність-Доплер (взято з [28])

Наступним етапом оброблення згідно алгоритмів FSA і RDA є розрахунок перетворення Фур'є за азимуту і частотне масштабування даних разом з усуненням доплерівського зсуву частоти, що полягає в множинні попереднього результату на функцію

$$H_1(t, f_\eta) = \exp \left\{ -j \left[2\pi f_\eta t + \pi k_r t^2 (1 - D(f_\eta, V_s)) \right] \right\}, \quad (1.36)$$

де $D(f_\eta, V_s) = \sqrt{1 - \frac{\lambda^2 f_\eta^2}{4V_s^2}}$ – коефіцієнт, що визначає ступінь міграції дальності.

Після частотного масштабування виконується перетворення Фур'є за дальністю і в частотній області за дальністю компенсується постійна фаза з квадратичним набігом, як це було зроблено в алгоритмі ωКА-М. Компенсація надлишкової фази виконується множенням даних на функцію

$$H_2(f_r, f_\eta) = \exp \left\{ -j \frac{\pi f_r^2}{k_r D(f_\eta, V_s)} \right\}. \quad (1.37)$$

Виконавши обернене перетворення Фур'є за дальністю, виконується обернене частотне масштабування множенням на функцію

$$H_3(t, f_\eta) = \exp \left\{ -j \pi k_r t^2 \left[D^2(f_\eta, V_s) - D(f_\eta, V_s) \right] \right\}. \quad (1.38)$$

Також на цьому етапі вводиться вторинна корекція дальності та компенсація фазового зсуву за дальністю, що докладно представлена в [29].

Далі виконується послідовно операція перетворення сигналу в спектральну площину за дальністю і застосовується обернене перетворення Фур'є за азимутотом. В отриманому двовимірному сигналі вторинно компенсується міграція дальності шляхом множення даних на функцію

$$H_{mc2}(\tau_0, \Delta\tau_0) = \exp \left\{ -j \left(2\pi f_0 \Delta\tau_0 + 2\pi k_r \tau_0 \Delta\tau_0 - \right. \right. \\ \left. \left. - \pi k_r \Delta\tau_0^2 + 2\pi f_0 \Delta\tau_{ref} - 2\pi k_r \tau_{ref} \Delta\tau_{ref} + \pi k_r \Delta\tau_{ref}^2 \right) \right\}, \quad (1.39)$$

$$\text{де } \tau_0 = \frac{2R_0}{c}, \Delta\tau_0 = \frac{2\Delta R_0}{c}, \tau_{ref} = \frac{2R_{ref}}{c}, \Delta\tau_{ref} = \frac{2\Delta R_{ref}}{c}.$$

Наступні операції відомі з попередніх методів – розрахунок перетворення Фур'є за азимутом, стиснення даних за азимутом, розрахунок оберненого перетворення Фур'є за азимутом. Відмінність даних операцій полягає лише в назві, сутність залишається однаковою. Стиснення даних за азимутом – це та сама операція, що і множення на опорну функцію в алгоритмах ω КА і ω КА-М.

Модифікований метод частотного масштабування (FSA-M). Даний алгоритм є доповненням алгоритму FSA [33, 34], що наочно представлено на рис. 1.21. Якщо не враховувати операції прямого і оберненого перетворення Фур'є за дальністю та азимутом і операції компенсації руху носія, то ключові відмінності між алгоритмами полягають у наступному.

Функція частотного масштабування в модифікованому алгоритмі набуває вигляду, замість (1.36),

$$H_1^*(t, f_\eta) = \exp \left\{ -j\pi k_r t^2 \left(1 - D(f_\eta, V_s) \right) \right\}. \quad (1.40)$$

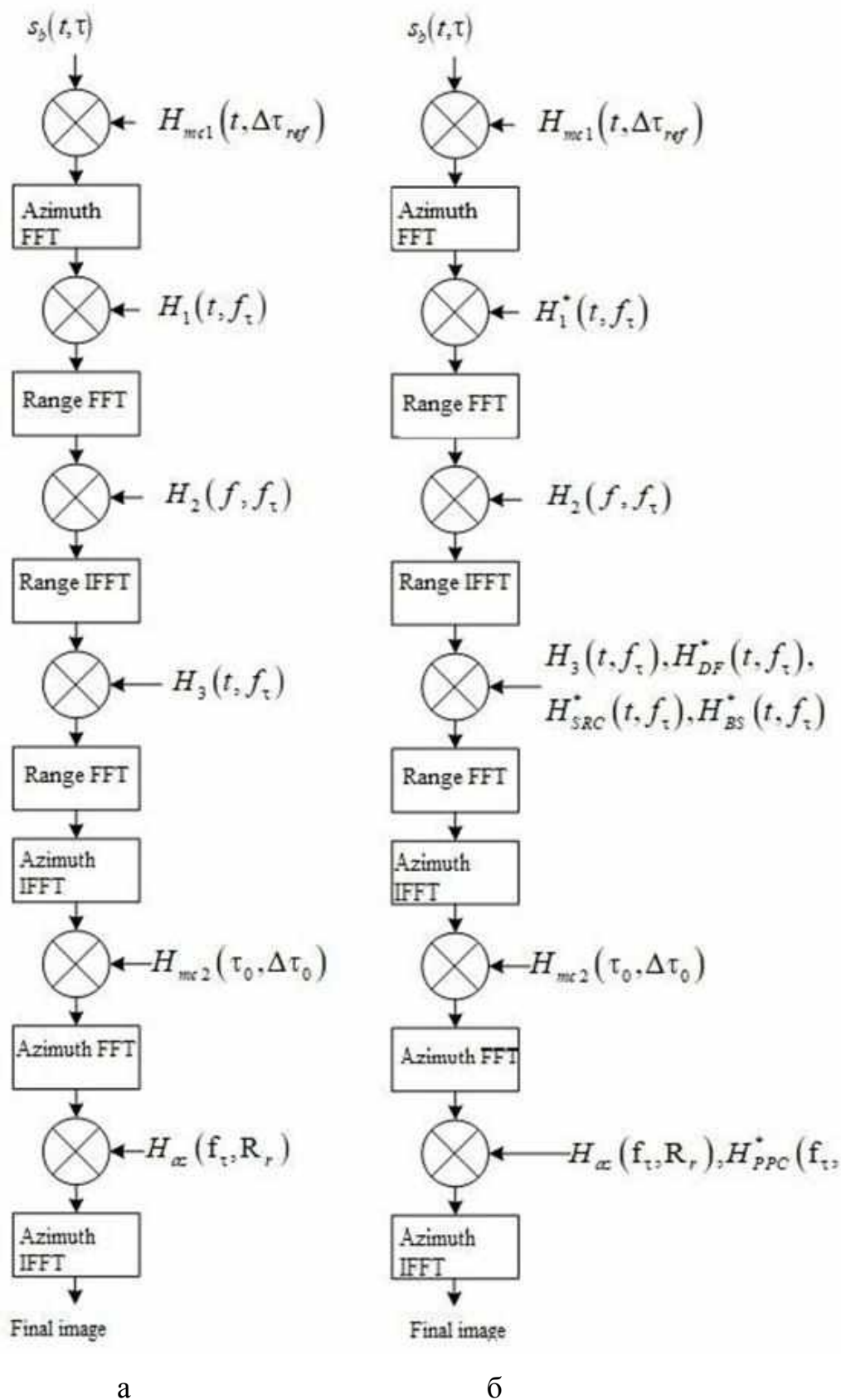


Рисунок 1.21 – Методи оброблення «сирих» даних в РСА з безперервними ЛЧМ сигналами: а – метод частотного масштабування, б – модифікований метод частотного масштабування (перемалювати з переводом на англ.)

В модифікованому алгоритмі після оберненого перетворення Фур'є відбувається множення даних ще на три функції, що виконують:

1) корекцію доплерівського зсуву

$$H_{DF}^*(t, f_\eta) = \exp\{-j2\pi f_\eta D(f_\eta, V_s)t\}, \quad (1.41)$$

2) стиснення за дальністю другого порядку

$$H_{SRC}^*(t, f_\eta) = \exp\left\{-j \frac{2\pi R_{ref} k_r^2 \lambda}{c^2} \frac{D^2(f_\eta, V_s) - 1}{D^3(f_\eta, V_s)} \left(D(f_\eta, V_s)t - \frac{2R_{ref}}{c}\right)^2\right\} \times \exp\left\{-j \frac{2\pi R_{ref} k_r^3 \lambda^3}{c^3} \frac{D^2(f_\eta, V_s) - 1}{D^5(f_\eta, V_s)} \left(D(f_\eta, V_s)t - \frac{2R_{ref}}{c}\right)^3\right\}, \quad (1.42)$$

3) компенсацію групового зсуву фаз

$$H_{BS}^*(t, f_\eta) = \exp\left\{-j \frac{4\pi k_r}{c} R_{ref} \left(\frac{1}{D(f_\eta, V_s)} - 1\right) \left(D(f_\eta, V_s)t - \frac{2R_{ref}}{c}\right)\right\}. \quad (1.43)$$

На останньому етапі при стисненні даних за азимутом додатково вводиться множення на функцію збереження фази

$$H_{PPC}^*(f_r, f_\eta) = \exp\left\{j \frac{4\pi R_{ref}}{c} \frac{f_r}{D(f_\eta, V_s)}\right\}. \quad (1.44)$$

Наведений модифікований алгоритм подібний до вже існуючого FSA, але при цьому має перевагу, що полягає врахування в обробці сигналів компенсацію руху носія під час випромінювання. Класичний FSA був запозичений з алгоритмів роботи імпульсних РСА, де час випромінювання значно менший за час спостереження віддзеркалених сигналів. В РСА з обробленням безперервних ЛЧМ сигналів час випромінювання значний і рух носія необхідно враховувати в такому випадку.

Зазначені алгоритми формування радіозображень з отриманих «сирих» даних є основними. Існуючі інші підходи є лише модифікаціями існуючих, які не вносять значних змін в логіку побудови процесору і не потребують ґрунтового аналізу. Більш доцільним є огляд методів імітаційного моделювання існуючих алгоритмів і методик атестації якості формування радіозображень.

1.4.4. Принципи моделювання алгоритмів функціонування РСА задля формування радіозображень поверхонь.

Згідно теорії оптимальної обробки сигналів в радіосистемах роздільна здатність радіовимірювача визначається апаратною функцією – функцією реакції радіовимірювача на точкове джерело випромінювання. Використовуючи цей підхід розробники представлених алгоритмів формування радіозображення при імітаційному моделюванні задають тестове зображення у вигляді однієї яскравої точки на темному фоні. Радіозображення представляє собою коефіцієнт віддзеркалення поверхні і зазвичай подається у вигляді градацій сірого кольору, де чорний колір відповідає нульовому віддзеркаленню, а білий – повному віддзеркаленню. Таким чином на рис. 9 показані тестові радіолокаційні зображення, що формуються РСА з обробленням ЛЧМ безперервних сигналів при наявності різних спотворень.

Запропонований у наведених роботах [22-34] алгоритм формування радіолокаційних зображень є плідним з точки зору досліджень усунень різних

спотворень в радіовимірюваннях. В той самий час точкове джерело випромінювання є нефізичною абстракцією і не може розкрити особливості формування реальних радіолокаційних зображень підстильних поверхонь. Для прикладу звуження головної пелюстки не завжди призводить до покращення якості радіолокаційного зображення. Натомість більш доцільно за рахунок застосування вагових вікон незначним чином розширити головну пелюстку і в декілька разів зменшити рівень бічних пелюсток, що маскують малопомітні за рівнем віддзеркалення об'єкти.

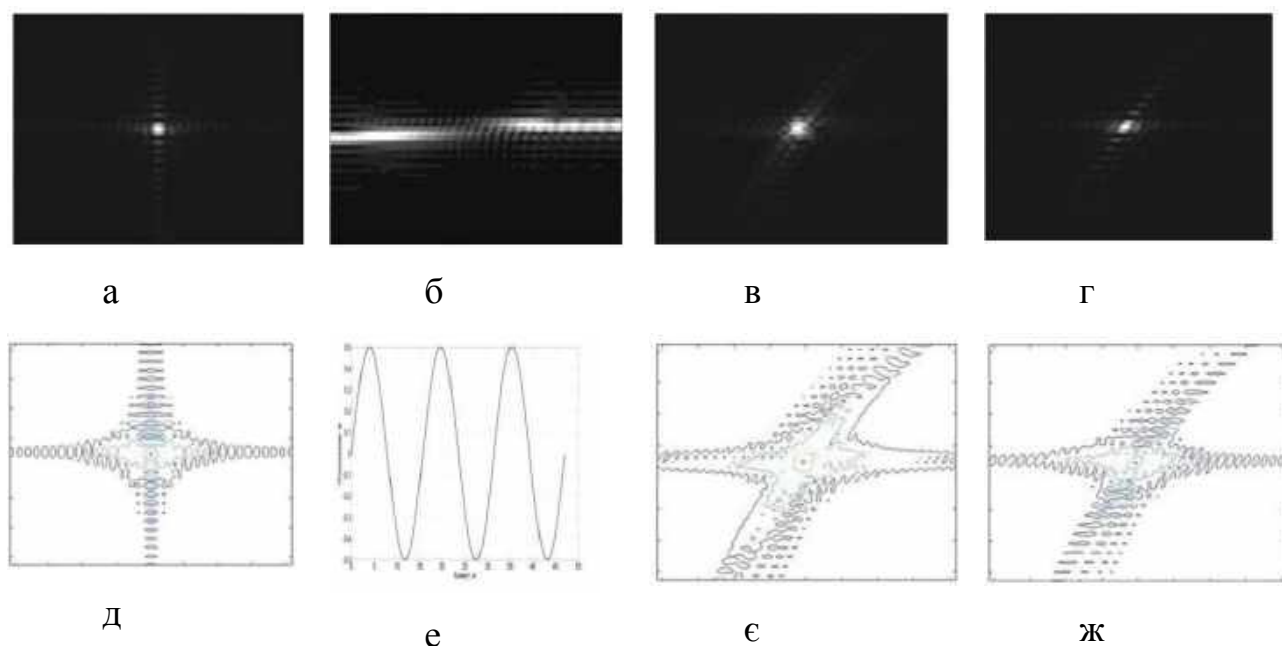


Рисунок 1.22 – Тестові радіолокаційні зображення точкового об'єкту віддзеркалення зі спотвореннями через флуктуації траєкторії руху носія:

а – неспотворене радіолокаційне зображення, д – контурний графік неспотвореного радіолокаційного зображення, е – гармонійне відхилення траєкторії від прямолінійного руху, б – радіолокаційне зображення точкової цілі при відхиленні носія від прямолінійного руху за гармонійним законом, в – радіолокаційне зображення з корекцією руху згідно алгоритму FSA, є – контурний графік радіолокаційного зображення з корекцією руху згідно алгоритму FSA, г – радіолокаційне зображення з корекцією руху згідно алгоритму FSA-M, ж – контурний графік радіолокаційного зображення з корекцією руху згідно алгоритму FSA-M (взято з [28])

Таким чином доцільно використовувати методику атестації алгоритмів формування радіозображень в РСА, що включає формування наближених до реальних моделей віддзеркалення радіосигналів підстильними поверхнями.

Ні один з проаналізованих в літературі методів формування радіозображень в РСА з обробленням безперервних ЛЧМ сигналів не мав в своїй структурі моделі віддзеркалення поверхні і не враховував їх фізичний зміст. Розглянемо більш детально структуру комплексного коефіцієнту віддзеркалення поверхні.

Опис радіозображення починається з визначення поля, що реєструється в області антени радару. Для визначення цього поля можна використовувати результати вирішення точних електродинамічних задач на основі формули Кірхгофа [35], теореми Гріна [35], теореми Гельмгольца-Кірхгофа [36], теореми Релея-Зоммерфельда [37] та інших. Застосування наведених математичних апаратів можливе для деяких тестових моделей, структур з чітко визначеними розмірами, об'єктів з простими геометричними формами. Майже неможливо вирішити задачі визначення поля, що розсіяне природними поверхнями – полями, лісами, урбанізованими територіями тощо. Наведені поверхні є типовими для аерокосмічних систем радіобачення. Інший підхід до опису прийнятих полів ґрунтується на принципі Гюйгенса-Френеля [38], згідно якого напруженості електричного поля підстильних поверхонь мають наступну модель

$$E(r') = \int_D E_F(r) \frac{\exp(jkR)}{R} dr, \quad (1.45)$$

де $E_F(r)$ – граничне поле на поверхні елемента dr , $\frac{\exp(jkR)}{R}$ – сферична хвиля. Таким чином, у точці спостереження r' поле $E(r')$ являє собою сумою

сферичних хвиль, що розповсюджуються від точкових джерел на поверхні D в точках $\vec{r}$ зі значеннями граничних умов у вигляді комплексних амплітуд $E_F(\vec{r})$. Такий метод опису поля ще називають феноменологічним [39].

Зареєструвавши поле (1.45) в кожній точці антени необхідно виконати його оброблення. В найбільш загальному випадку обробка полягає в вирішенні оберненої задачі визначення поля $E_F(\vec{r})$, що знаходиться під інтегралом. Для початку введемо питомий коефіцієнт розсіювання електромагнітних коливань елементом $d\vec{r}$

$$R(\vec{r}) = \frac{E_F(\vec{r})}{E_{nad}(\vec{r})}, \quad (1.46)$$

як нормоване граничне поле на поверхні елемента до падаючого поля $E_{nad}(\vec{r})$. Питомий коефіцієнт (1.47) будемо називати когерентним зображенням поверхні.

Далі для формування оцінки $\hat{R}(\vec{r})$ когерентного зображення $R(\vec{r})$ необхідно інтегрувати комплексні амплітуди прийнятого поля (1.44) з вагою $R(\vec{r}', \vec{r}_1)$, що забезпечує амплітудно-фазову компенсацію набігу сферичних хвиль в кожній точці антени радару. В результаті маємо:

$$\begin{aligned} \hat{R}(\vec{r}_1) &= \int_D R(\vec{r}) \int_{D'} R(\vec{r}', \vec{r}_1) \frac{\exp(jkR(\vec{r}, \vec{r}'))}{R(\vec{r}, \vec{r}')} d\vec{r}' d\vec{r} = \\ &= \int_D R(\vec{r}) \Psi(\vec{r}_1, \vec{r}) d\vec{r}, \end{aligned} \quad (1.47)$$

де $\Psi(r_1, r) = \int_{D'} R(r', r_1) \frac{\exp(jkR(r, r'))}{R(r, r')} dr'$ – апаратна функція або функція невизначеності, що визначає роздільну здатність оцінки радіозображення $\hat{R}(r_1)$. У випадку, коли $R(r', r_1)$ підібрана найкращим чином і умови вимірювання дозволяють отримати $\Psi(r_1, r) = \delta(r_1 - r)$, то буде повне відновлення радіолокаційного зображення поверхні без спотворень.

Інтеграл (1.47) є інтегралом Рімана і може застосовуватись лише до функцій, які є неперервними (не мають розривів), монотонними (диференційованими на всьому проміжку) і обмеженими (область визначення функції обмежена як зверху, так і знизу). Функція під інтегралом $R(r)$ є складною і в більшості випадків не інтегрована за Ріманом. Для формального математичного розрахунку (1.47) необхідно переходити до інтегралів Стільтєса, Лебега, Іто і використовувати міру множини замість диференціалу dr . Найбільш доцільнішим є використання стохастичних інтегралів Іто для опису випадково-неоднорідних зображень поверхонь, що підлягають відновленню в бортових РСА. При віддзеркаленні електромагнітних хвиль від рослинних покривів (трави, лісу), ріллі, листя дерев, трави, радіуси кореляції $R(r)$ стають менші за ефективну ширину апаратної функції $\Psi(r_1, r)$ і площу диференціалу dr . Ширина спектру $R(r)$ в такому випадку буде значно ширшою за спектри функції $\Psi(r_1, r)$. З огляду на зазначене, можна стверджувати, що $R(r)$ є просторовим випадковим процесом у вигляді білого просторового шуму зі спектральною щільністю потужності, яка постійна у межах іншої функції інтегралу (1.48). Введемо стохастичну міру інтегралу Іто

$$dQ(r) = R(r) dr. \quad (1.48)$$

Інтеграл Іто для випадку (1.49) має наступний вигляд

$$\hat{\mathcal{Q}}(\mathbf{r}_1) = \int_D \mathcal{P}(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}) d\mathcal{Q}(\mathbf{r}) = \lim_{\substack{N \rightarrow \infty \\ \Delta r \rightarrow 0}} \sum_{i=1}^N \mathcal{P}(\mathbf{r}_i, \mathbf{r}_1) \Delta Q(\mathbf{r}_i), \quad (1.49)$$

де $\Delta \mathcal{Q}(\mathbf{r}_i) = \mathcal{Q}(\mathbf{r}_i) - \mathcal{Q}(\mathbf{r}_{i-1})$ – незалежні випадкові прирости комплексного вінерівського процесу

$$\mathcal{Q}(\mathbf{r}) = \int_0^{\mathbf{r}} \mathcal{P}(\rho) d\rho, \quad (1.50)$$

$$\Delta \mathcal{Q}(\mathbf{r}) = \int_0^{\mathbf{r}+\Delta \mathbf{r}} \mathcal{P}(\rho) d\rho - \int_0^{\mathbf{r}} \mathcal{P}(\rho) d\rho = \int_{\mathbf{r}}^{\mathbf{r}+\Delta \mathbf{r}} \mathcal{P}(\rho) d\rho \approx d\mathcal{Q}(\mathbf{r}), \quad (1.51)$$

$$\Delta \mathcal{Q}(\mathbf{r}_i) = \int_{\mathbf{r}}^{\mathbf{r}+\Delta \mathbf{r}} \mathcal{P}(\rho) d\rho \rightarrow d\mathcal{Q}(\mathbf{r}) = \int_{\mathbf{r}}^{\mathbf{r}+d\mathbf{r}} \mathcal{P}(\rho) d\rho. \quad (1.52)$$

Математичне очікування такого комплексного вінерівського процесу дорівнює нулю, а дисперсія

$$\begin{aligned} \left\langle \left[\int_{\mathbf{r}}^{\mathbf{r}+\Delta \mathbf{r}} \mathcal{P}(\rho) d\rho \right]^2 \right\rangle &= \int_{\mathbf{r}}^{\mathbf{r}+\Delta \mathbf{r}} \int_{\mathbf{r}}^{\mathbf{r}+\Delta \mathbf{r}} \langle \mathcal{P}(\rho_1) \mathcal{P}(\rho_2) \rangle d\rho_1 d\rho_2 = \\ &= \int_{\mathbf{r}}^{\mathbf{r}+\Delta \mathbf{r}} \int_{\mathbf{r}}^{\mathbf{r}+\Delta \mathbf{r}} \langle \text{Re } \mathcal{P}(\rho_1) \text{Re } \mathcal{P}(\rho_2) \rangle + \langle \text{Im } \mathcal{P}(\rho_1) \text{Im } \mathcal{P}(\rho_2) \rangle d\rho_1 d\rho_2 = \\ &= \int_{\mathbf{r}}^{\mathbf{r}+\Delta \mathbf{r}} \int_{\mathbf{r}}^{\mathbf{r}+\Delta \mathbf{r}} \sigma^0(\rho_1) \delta(\rho_1 - \rho_2) d\rho_1 d\rho_2 = \sigma^0(\rho) \Delta \mathbf{r}, \end{aligned} \quad (1.53)$$

де $\delta(\rho_1 - \rho_2)$ – дельта-функція.

Приймаючи до уваги представлений інтеграл Іто (1.49), наведені розрахунки і запропоновану модель $I^{\mathbf{r}}(r)$ у вигляді білого шуму, імітаційне моделювання когерентних зображень в комп'ютері доцільно проводити за інтегральною сумою Іто

$$\hat{I}^{\mathbf{r}}(r_k) = \lim_{\substack{N_{\mathbf{r}} \rightarrow \infty \\ \Delta r \rightarrow 0}} \sum_{i=1}^N \Psi^{\mathbf{r}}(r_i, r_k) \Delta Q(r_i), \quad (1.54)$$

де $\Delta Q(r_i) = \int_{r_i}^{r_i + \Delta r} I^{\mathbf{r}}(\rho) d\rho$ – статистично незалежні відліки дискретного білого гаусівського шуму. У цьому конкретному випадку сукупність дискретних відліків $\Delta Q(r_i)$ є статистично неоднорідною з дисперсією, що змінюється $\sigma_{\Delta Q}^2(r_i) = \sigma^0(r_i) \Delta r$ і є дискретизованим аналогом справжнього когерентного зображення $I^{\mathbf{r}}(r)$, а дискретна сума Іто – дискретний аналог когерентного зображення, згладженого апаратною функцією, отриманого в деякій технічній системі його оцінки. Формула (1.54) є дискретною згорткою функції невизначеності і цифрового радіозображення. Комплексний процес $\Delta Q(r_i)$ складається з реальної $\text{Re}\{\Delta Q(r_i)\}$ і уявної частин $\text{Im}\{\Delta Q(r_i)\}$

$$\Delta Q(r_i) = \sqrt{\frac{\sigma^0(r_i)}{2}} \zeta(r_i) = \sqrt{\frac{\sigma^0(r_i)}{2}} [\text{Re}\{\zeta(r_i)\} + j \text{Im}\{\zeta(r_i)\}], \quad (1.55)$$

де $\text{Re}\zeta(r)$ і $\text{Im}\zeta(r)$ – просторові дельта-корельовані процеси з одиничною спектральною щільністю потужності.

На рис. 1.23 показано алгоритм імітаційного моделювання істинного радіолокаційного зображення і його оцінки. Даний алгоритм повторює всі математичні викладки, що були наведені. Для достовірності формування $\Delta Q(\vec{r}_i)$ розрахуємо його дисперсію

$$\begin{aligned} \langle [\Delta Q(\vec{r}_i)]^2 \rangle &= \left\langle \left[\sqrt{\frac{\sigma^0(\vec{r}_i)}{2}} [\operatorname{Re}\{\vec{s}(\vec{r}_i)\} + j \operatorname{Im}\{\vec{s}(\vec{r}_i)\}] \right]^2 \right\rangle = \\ &= \frac{\sigma^0(\vec{r}_i)}{2} \left(\langle [\operatorname{Re}\{\vec{s}(\vec{r}_i)\}]^2 \rangle + \langle [\operatorname{Im}\{\vec{s}(\vec{r}_i)\}]^2 \rangle + 2j \langle \operatorname{Re}\{\vec{s}(\vec{r}_i)\} \operatorname{Im}\{\vec{s}(\vec{r}_i)\} \rangle \right) = \\ &= \frac{\sigma^0(\vec{r}_i)}{2} (\Delta r + \Delta r + 2j \cdot 0) = \sigma^0(\vec{r}_i) \Delta r. \end{aligned} \quad (1.56)$$

У виразі (1.56) отримана дисперсія така ж сама, як і у (1.54).

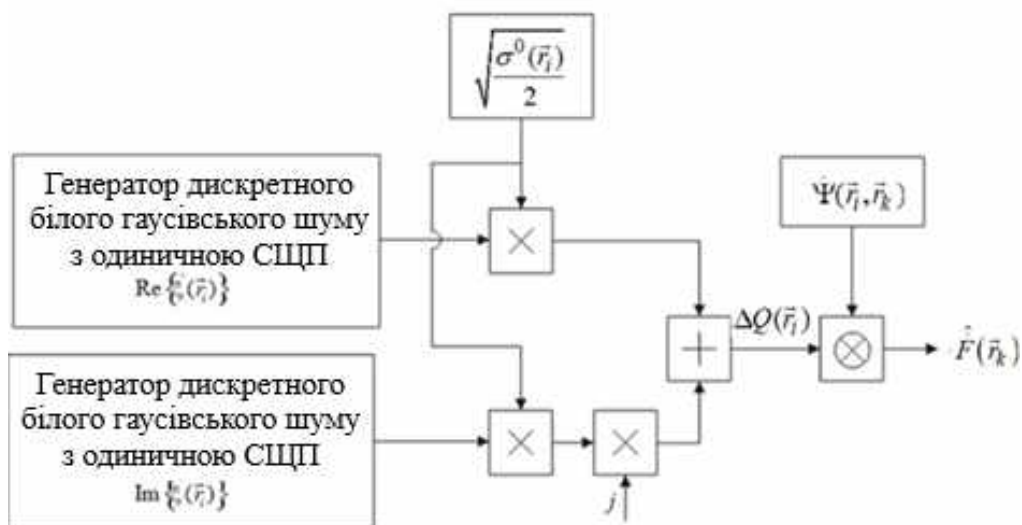


Рисунок 1.23 – Схема формування моделі істинного радіолокаційного зображення поверхні і його оцінки

Структурна схема проведення імітаційного моделювання на рис. 1.23 дозволяє отримати вже готові радіолокаційні зображення. В той самий час наведені алгоритми у попередньому пункті моделюються на прикладі оброблення «сирих» даних і запропонований підхід марний для перевірки їх працездатності. Але у всіх наведених виразах та алгоритмічних операція не

вказано де саме знаходиться питомий комплексний коефіцієнт розсіювання і як його формувати. В більшості випадків $\Delta\mathcal{Q}(r_i^r)$ необхідно підставляти у вигляді множника в прийнятий радаром сигнал:

1) для виразу (1.20)

$$\mathcal{S}(t, n) = \Delta\mathcal{Q}(t, n) \exp\{j(2\pi f_0 \Delta t + 2\pi k_r t \Delta t)\},$$

2) для виразу (1.28)

$$\mathcal{S}(t, x) = \Delta\mathcal{Q}(t, x) \exp\left\{j\left(2\pi f_0 \frac{2R(x)}{c} + 2\pi k_r t \frac{2R(x)}{c}\right)\right\} \exp\left\{j \frac{4\pi k_r}{c^2} R^2(x)\right\}.$$

Імітаційне моделювання необхідно повторювати за алгоритмом на рис. 1.23 до операції згортки з функцією невизначеності. Також слід зазначити, що на практиці когерентні приймачі РСА реалізуються у двох каналах з обробленням квадратур. Кожний канал окремо обробляє $\text{Re}\{\Delta\mathcal{Q}(r_i^r)\}$ і $\text{Im}\{\Delta\mathcal{Q}(r_i^r)\}$ процеси і на кінцевому етапі типовим є формування квадрату модулю з отриманих вихідних ефектів шляхом додавання квадрату отриманих оцінок $\text{Re}\{\hat{\mathcal{R}}(r_k^r)\}$ і $\text{Im}\{\hat{\mathcal{R}}(r_k^r)\}$. Наведемо приклад реалізації імітаційної моделі формування радіолокаційних зображень підстильних земних поверхонь існуючими методами в пакеті прикладних програм MatLab.

1.4.5. Імітаційна модель формування радіозображень земних поверхонь

Для початку сформуємо зонduючий сигнал в РСА з обробленням безперервних ЛЧМ сигналів. На рис. 1.24 показано приклад трьох періодів сигналу для центральної частоти 1 Гц, девіації частоти 100 МГц, періоду модуляції 30 мкс.

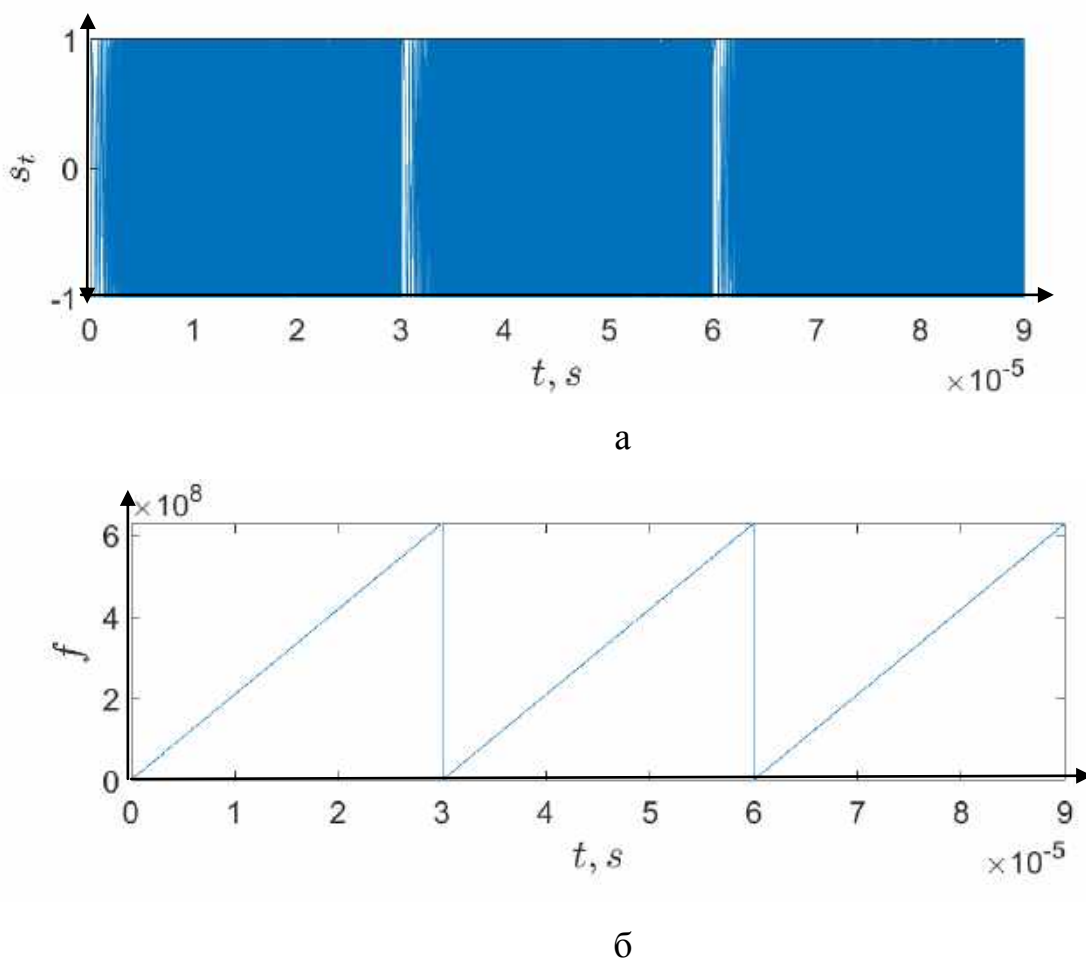


Рисунок 1.24 – Модель зонduючого сигналу: а – ЛЧМ сигнал, б – девіація частоти у часі

Центральна частота 1 Гц обрана для спрощення моделювання і наочності представлення ЛЧМ сигналу.

При імітаційному моделюванні також доцільно аналізувати спектр зонduючого сигналу, адже подальша обробка буде виконана в спектральній області. Спектр зонduючого сигналу для наведеного прикладу вихідних параметрів показано на рис. 1.25.

На рис. 1.26 наведено розподіл дисперсії $\sigma^0(r_i^r)$, що являє собою істинне некогерентне радіолокаційне зображення. Відповідно до алгоритму моделювання, на рис. 1.27 і 1.28 показано шумову складову радіолокаційного зображення і компоненти $\text{Re}\{\Delta Q(r_i^r)\}$, $\text{Im}\{\Delta Q(r_i^r)\}$.

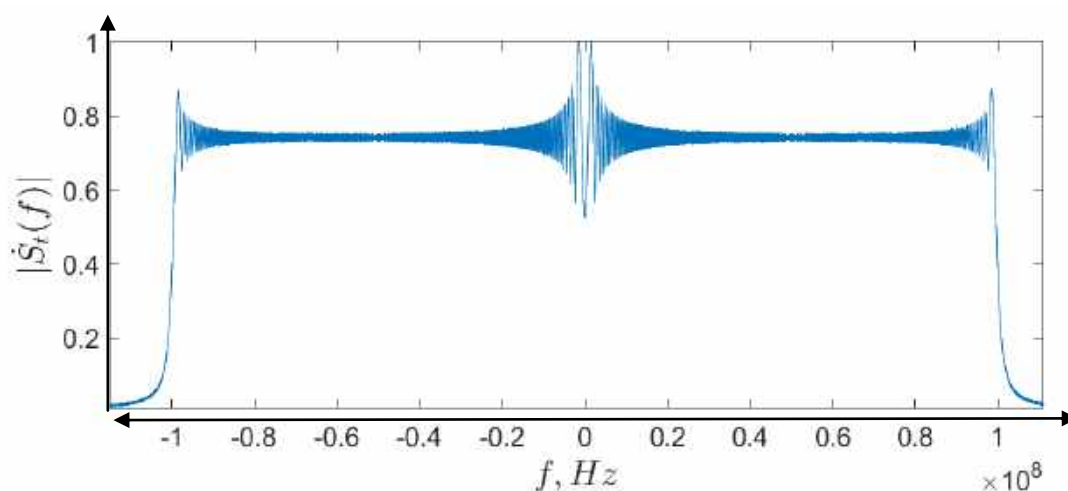


Рисунок 1.25 – Спектр зондуючого сигналу

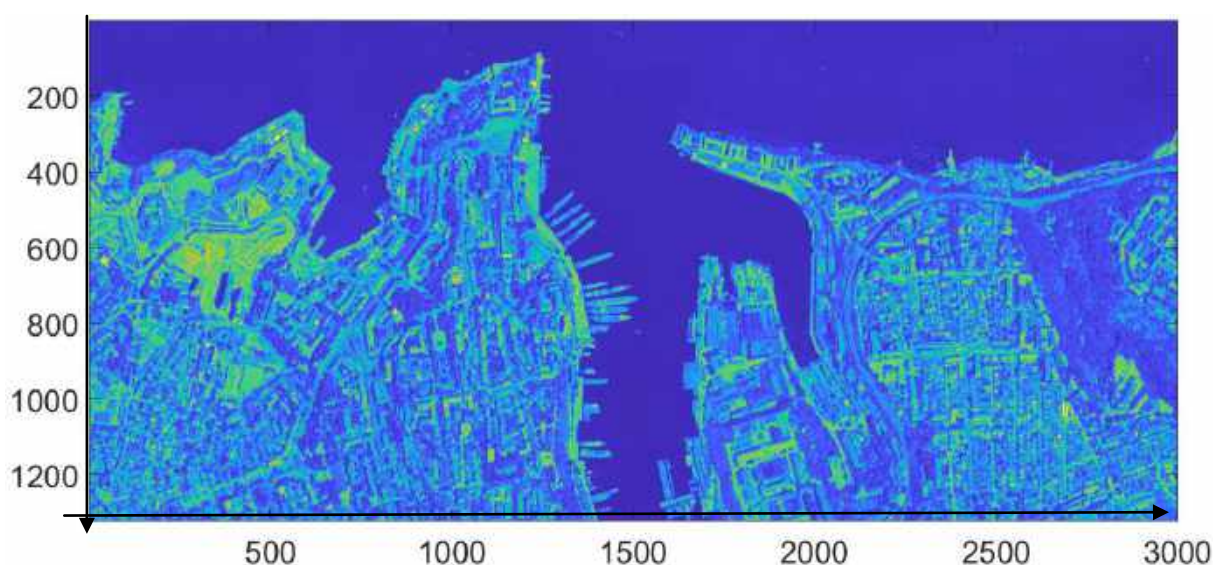
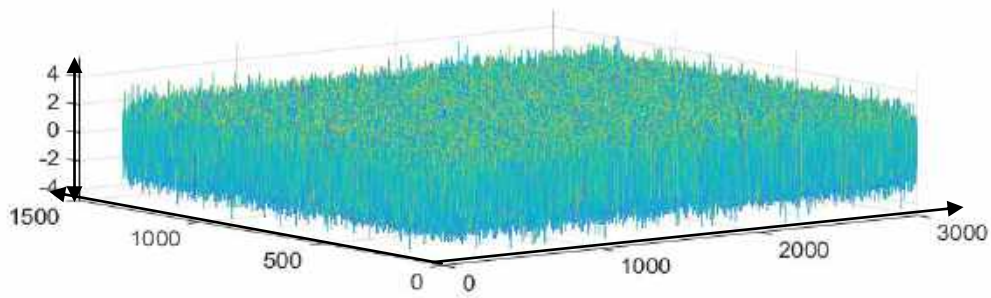


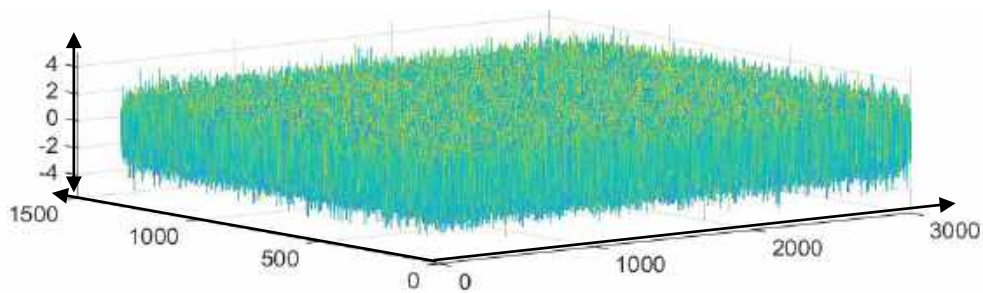
Рисунок 1.26 – Дисперсія радіолокаційного зображення

Отримані компоненти $\text{Re}\{\Delta\Phi(r_i^r)\}$ і $\text{Im}\{\Delta\Phi(r_i^r)\}$ виступають амплітудними множниками в прийнятих сигналах дома каналами оброблення «сирих» даних. Слід зауважити, що шумові складові на рис. 1.27 при моделюванні повинні бути некорельованими.

Обравши геометрію зондування з борта БПЛА припустимо, що дальність до найближчої точки опромінення поверхні складає 1000 метрів, до самої дальньої – 3000 м, швидкість руху – 50 м/с, довжина хвилі – 3 см, ширина плями діаграми спрямованості на землі за азимутом фізичної антени – 30 м.

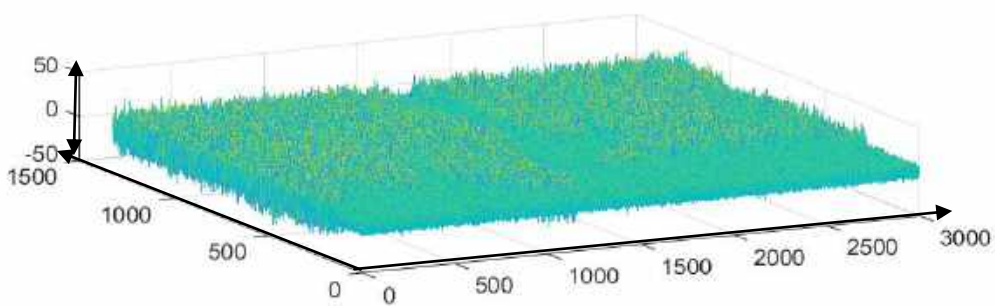


а

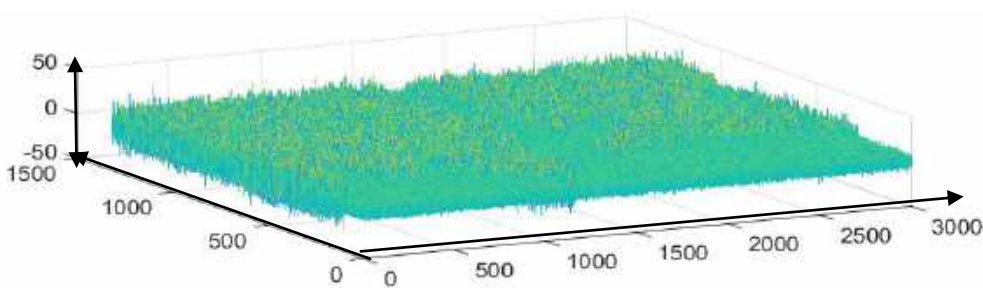


б

Рисунок 1.28 – Шумові складові цифрової моделі радіолокаційного зображення: а – $\text{Re}\{\xi(r)\}$, б – $\text{Im}\{\xi(r)\}$



а



б

Рисунок 1.29 – Модель радіолокаційного зображення: а – $\text{Re}\{\Delta\Phi(r_i)\}$, б – $\text{Im}\{\Delta\Phi(r_i)\}$

За наведеними вихідними даними було сформовано «сирі» данні, що підлягають подальшій обробці. Вихідна радіоголограма до оброблення представлена на рис. 1.30.

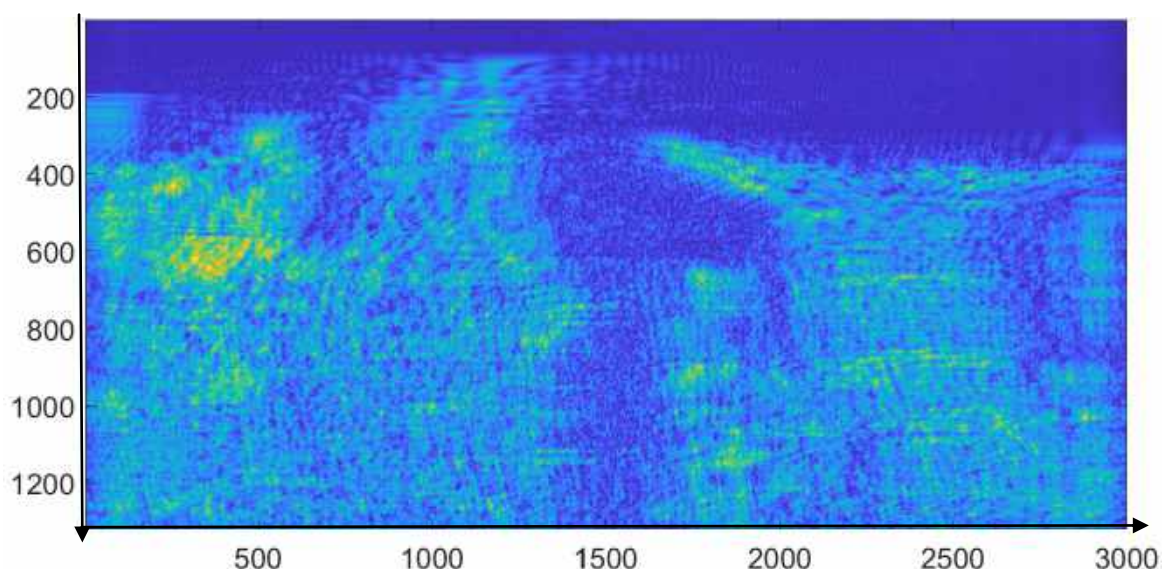


Рисунок 1.30 – Сирі данні, що підлягають обробленню в РСА

На представлену радіоголограму додатково накладається віддзеркалений ЛЧМ сигнал з часом затримки, що пропорційний дальності до кожної точки опроміненої поверхні. Оброблення отриманих сигналів виконується за наведеними попередньо алгоритмами. Результат радіолокаційних зображень поверхні за Омега-К алгоритмом показано на рис. 1.31.

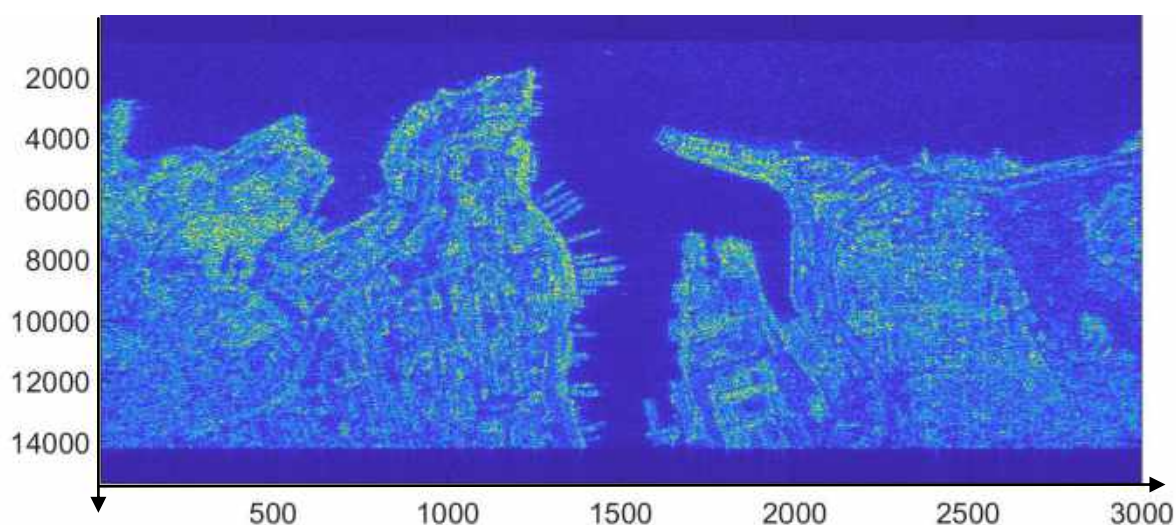


Рисунок 1.31 – Радіолокаційне зображення поверхні, що отримане Омега-К алгоритмом

Збільшена ділянка радіолокаційного зображення на рис. 1.32 показує, що отриманий результат має основний атрибут всіх радіолокаційних зображень – мультиплікативний шум або спекл-шум [40, 41]. Виникає цей мультиплікативний шум через випадковість віддзеркалення електромагнітних хвиль реальними поверхнями і їх когерентне оброблення в РСА. Розмір спеклу дорівнює ширині апаратної функції системи. Для прикладу, за азимутом апаратна функція розширюється вдвічі, якщо інтервал синтезування за азимутом зменшити в два рази. Результат формування радіолокаційного зображення при зменшенні інтервалу синтезування апертури антени в два рази показано на рис. 1.33.

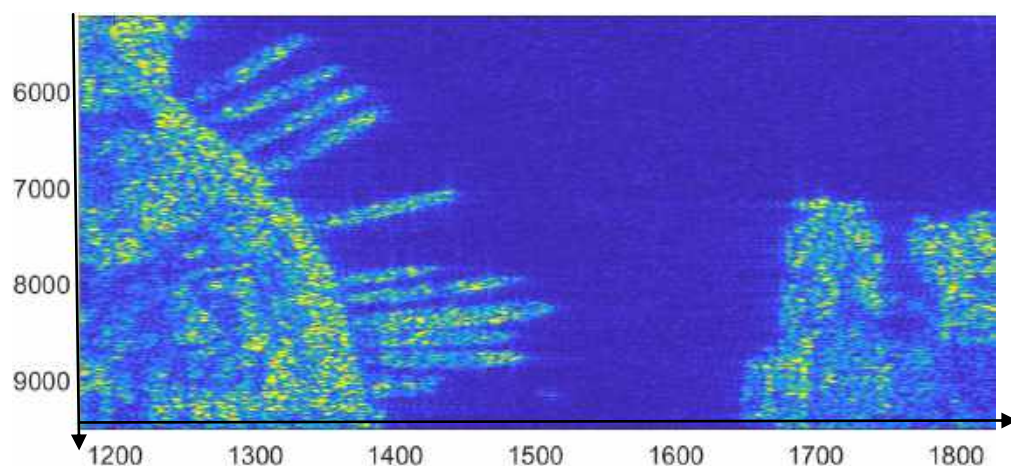


Рисунок 1.32 – Збільшена ділянка радіолокаційного зображення з явною присутністю мультиплікативного шуму

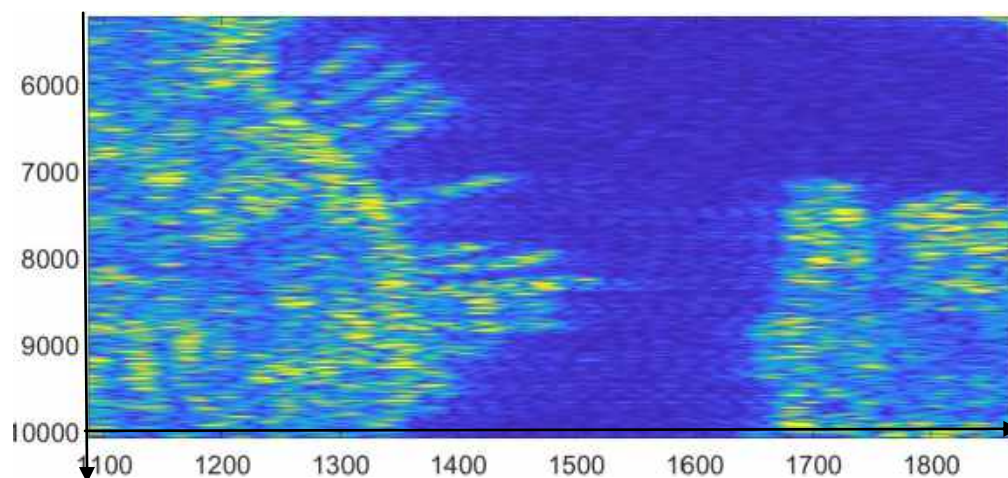


Рисунок 1.33 – Збільшена ділянка радіолокаційного зображення при зменшенні інтервалу синтезування і розширенні розмірів спеклів за координатою азимута

Висновки за розділом

В роботі розглянуті існуючі алгоритми відновлення радіолокаційних зображень з «сирих» даних в радарх з синтезуванням апертури з обробленням безперервних ЛЧМ сигналів. Для розуміння принципу формування «сирих» даних наведена геометрія вимірювань з борта рухомого носія та визначені аналітичні вирази для зонduючого, віддзеркаленого та прийнятого сигналів. Показано, що більшість досліджень аналізує не якість радіолокаційних зображень реальних поверхонь, отриманих різними алгоритмами, а реакцію системи та точкове джерело випромінювання. Такий підхід марний, адже не враховує вплив сцени та особливостей формування радіолокаційних зображень. Для удосконалення імітаційних моделей формування радіолокаційних зображень наведено точні математичні розрахунки розсіяних електромагнітних полів на основі феноменологічного методу. Результати оброблення прийнятих радарми сигналів доцільно описати за допомогою стохастичних інтегралів Іто. Відповідно до наведених теоретичних розрахунків представлено алгоритмічні операції формування тестових радіозображень і наведено приклад їх реалізації в пакеті прикладних програм MatLab. На відміну від існуючих підходів були отримані радіолокаційні зображення з мультиплікативним спекл-шумом, що близькі за своєю структурою до існуючих реальних прикладів. Розмір кожного спеклу визначається шириною апаратної функції радіовимірювача.

РОЗДІЛ 2

СТАТИСТИЧНИЙ СИНТЕЗ АЛГОРИТМІВ ФОРМУВАННЯ СКАТЕРОМЕТРИЧНИХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ ЗОБРАЖЕНЬ В МАЛОГАБАРИТНИХ РСА З ОБРОБЛЕННЯМ БЕЗПЕРЕРВНИХ ЛЧМ СИГНАЛІВ

У розділі розвинуті моделі зондуючих і віддзеркалених сигналів, внутрішніх шумів, їх статистичні характеристики та функціональні зв'язки з комплексним коефіцієнтом віддзеркалення поверхонь, що підлягають дослідженню. Використовуючи статистичну теорію оптимального оброблення стохастичних сигналів в аерокосмічних радарх радіобачення, синтезовано метод формування радіозображень в бортових РСА з безперервними ЛЧМ сигналами. Знайдена потенційна точність синтезованого методу в результаті аналізу нижньої межі нерівності Крамера-Рао.

2.1 Моделі сигналів, шумів та рівняння спостереження

Розвиток моделей віддзеркалених сигналів полягає у врахуванні просторово-неоднородної структури коефіцієнту відбиття електромагнітних хвиль реальних поверхонь, що докладно розглянуто в попередньому розділі. Модель буде записана з урахуванням феноменологічного підходу до визначення розсіяних полів в антенних решітках [21, 22]. Зондуючий сигнал представляє собою безперервний сигналі з лінійною частотною модуляцією, що змінює значення частоти за періодичною пилкоподібною функцією. Геометрія, що відповідає процесу вимірювання розсіяних сигналів РСА в строго боковому напрямку, показана на рис. 2.1.

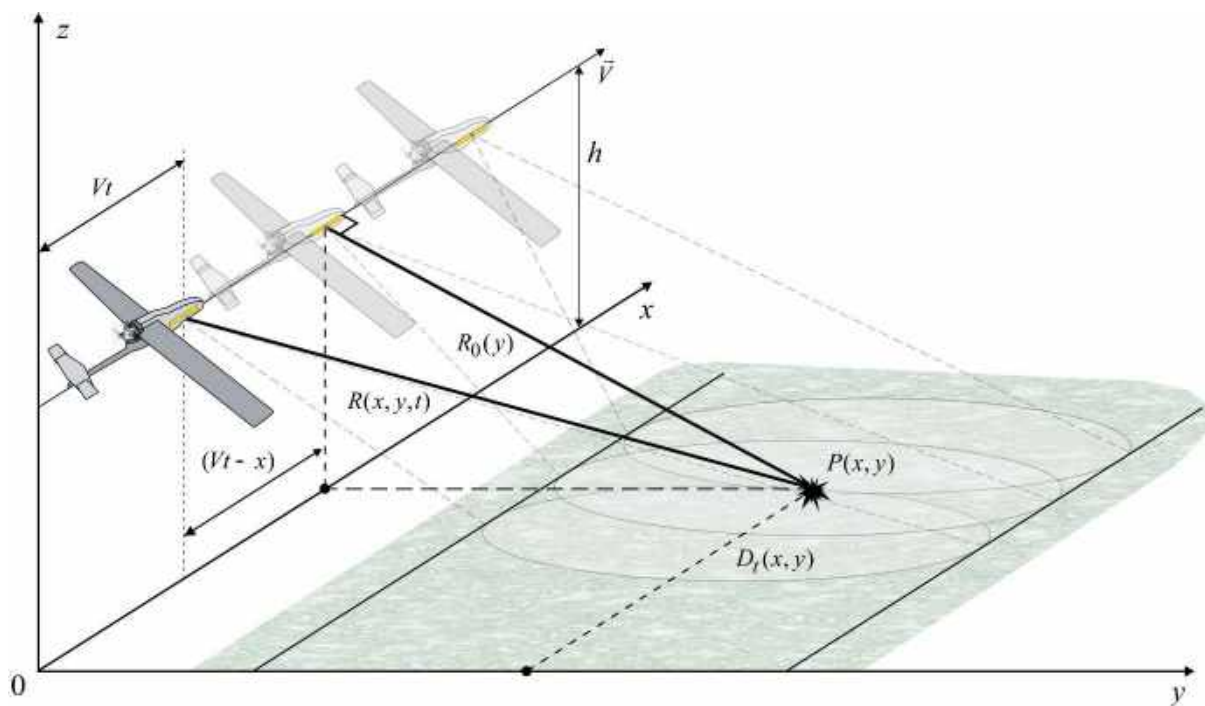


Рисунок 2.1 – Геометрія зондування поверхні з борта літального апарату

Відповідно до рис. 2.1 вважаємо що літальний апарат рухається прямолінійно вздовж осі x , на висоті h і з постійною швидкістю V . В передавачі формується зондуєчий безперервний ЛЧМ сигнал, що подається на вхід передавальної антени. Передавальна антена перетворює сигнал на електромагнітні коливання та спрямовує їх в строго боковому напрямку від траєкторії польоту на поверхню землі. Просторово-часове поле у безпосередній близькості до поверхні у межах ділянки, що опромінена діаграмою спрямованості, запишемо наступним чином:

$$s_t(t, x, y) = D_t(x, y) A \sum_{i=0}^{\infty} \Pi_P(t - iT_P) \times \\ \times \sum_{k=0}^K \Pi_S(t - iT_P - k\Delta t) \cos(2\pi f_0 t + 2\pi(\alpha k \Delta t)(t - iT_P) + \varphi_0), \quad (2.1)$$

де $D_t(x, y)$ – діаграма спрямованості передавальної антени, що представлена у координатах поверхні, або пляма діаграми спрямованості передавальної антени

на поверхні, A – постійна амплітуда зонduючого сигналу, $\Pi_P(t - iT_P)$ – прямокутний імпульс, що визначає довжину одного періоду ЛЧМ сигналу, T_P – період пилкоподібної функції зміни частоти, i – номер періоду модуляції, $\Pi_S(t - iT_P - k\Delta t)$ – прямокутний імпульс, що визначає тривалість частини ЛЧМ сигналу у межах одного періоду і має постійне значення частоти, Δt – інтервал часу, на якому частота сигналу не змінюється, k – номер імпульсу $\Pi_S(\cdot)$, f_0 – початкова частота, φ_0 – початкова фаза, $\alpha = \frac{(F_{\max} - f_0)}{T_P}$ – нахил пилкоподібної функції зміни частоти, $(F_{\max} - f_0)$ – девіація частоти, $F_{\max}$ – максимальна частота, яку може набувати ЛЧМ сигнал.

Приклад сигналу (1), коли $f_0 = 10 \text{ Гц}$, $F_{\max} = 100 \text{ Гц}$, $x = 0 \text{ м}$, $y = 0 \text{ м}$, $G_t(x, y) = 1$, $T_P = 1 \text{ с}$, $T_S = 200 \text{ мс}$, представлено на рис. 2.2.

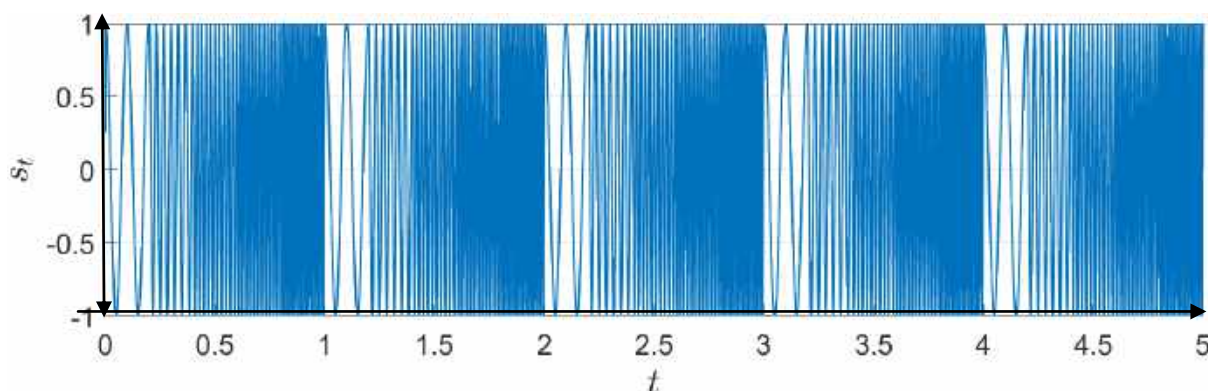


Рисунок 2.2 – Приклад моделювання сигналу (2.1) в одній точці на початку просторової системи координат

Досягнувши поверхні землі, сигнал (2.1) відбивається від кожної її точки з урахуванням комплексного коефіцієнту відбиття цієї точки $\Gamma(x, y)$. В області спостереження, в приймальній антені радару, буде спостерігатися сигнал з урахуванням феноменологічного підходу до визначення розсіяних полів в антенних системах [21, 22]

$$s_r(t) = \operatorname{Re} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} D_r(x, y) D_t(x, y) P(x, y) s_0(t, x, y) dx dy \right\}, \quad (2.2)$$

$$\begin{aligned} s_0(t, x, y) = & A e^{j\varphi_0} \sum_{i=0}^{\infty} \Pi_P(t - iT_P - t_{del}(x, y)) \\ & \times \sum_{k=0}^K \Pi_S(t - iT_P - k\Delta t - t_{del}(x, y)) \times \\ & \times e^{j(2\pi f_0(t - t_{del}(x, y)) + 2\pi(\alpha k \Delta t)(t - iT_P - t_{del}(x, y)))} \end{aligned} \quad (2.3)$$

– одиничний сигнал, який би був прийнятий радаром від однієї точки поверхні $P(x, y)$ при $P(x, y)=1$, $D_r(x, y)$ – діаграма спрямованості приймальної антени, що представлена у координатах поверхні, або пляма діаграми спрямованості приймальної антени на поверхні,

$$t_{del}(x, y) = \frac{2R(x, y, t)}{c} \quad (2.4)$$

– час затримки на розповсюдження сигналу від передавальної антени до кожної точки поверхні і в зворотному напрямку в приймальну антену, c – швидкість розповсюдження електромагнітних хвиль, $2R(x, y)$ – шлях, що проходять електромагнітні хвилі.

З урахуванням приведеної на рис. 2.1 геометрії, запишемо дальність $R(x, y)$ до кожної точки поверхні від літального апарату наступним чином:

$$R(x, y, t) = \sqrt{(Vt - x)^2 + y^2 + h^2}, \quad (2.5)$$

де Vt – поточна координата положення літального апарату, що рухається вздовж осі x або шлях, що пролетів літальний апарат від початку системи координат.

Винесемо в (2.5) з-під знаку кореня дальність $R_0(y) = \sqrt{y^2 + h^2}$ до точки $P(x, y)$ при її спостереженні під прямим кутом азимуту

$$R(x, y, t) = R_0(y) \sqrt{1 + \frac{(Vt - x)^2}{R_0^2(y)}}. \quad (2.6)$$

Величина під знаком кореня $\frac{(Vt - x)^2}{R_0^2(y)} \ll 1$ при практичних вимірюваннях,

адже максимальне значення $(Vt - x)$ – це половина поперечного розміру плями діаграми спрямованості за координатою x , а $R_0(y)$ – похила дальність. Дальність, зазвичай, в сотні та тисячі разів більша за пляму діаграми спрямованості. В такому випадку корінь може бути розкладений в ряд Тейлора наступним чином:

$$\sqrt{1 + \frac{(Vt - x)^2}{R_0^2(y)}} = 1 + \frac{1}{2} \frac{(Vt - x)^2}{R_0^2(y)} - \dots \quad (2.7)$$

Розкладання в (2.7) на більшу кількість членів ряду не має сенсу, так як нові складові для представленої геометрії не інформативні. Вираз (2.6) з урахуванням (2.7) набуде вигляду

$$R(x, y, t) = R_0(y) + \frac{(Vt - x)^2}{2R_0(y)}. \quad (2.8)$$

Підставляючи (2.8) і (2.4) в одиничний сигнал (2.3), отримаємо

$$\begin{aligned}
s_0(t, x, y) = & A \sum_{i=0}^{\infty} \Pi_P(t - iT_P - 2R_0(y)c^{-1} - (Vt - x)^2 R_0^{-1}(y)c^{-1}) \\
& \times \sum_{k=0}^K \Pi_s(t - iT_P - k\Delta t - 2R_0(y)c^{-1} - (Vt - x)^2 R_0^{-1}(y)c^{-1}) e^{j2\pi f_0 t} \times \\
& \times e^{-j2\pi f_0 2R_0(y)c^{-1}} e^{-j2\pi f_0 (Vt-x)^2 R_0^{-1}(y)c^{-1}} \times \\
& \times e^{j2\pi(\alpha k \Delta t)(t - iT_P - 2R_0(y)c^{-1} - (Vt-x)^2 R_0^{-1}(y)c^{-1})},
\end{aligned} \tag{2.9}$$

де $A = Ae^{j\varphi_0}$ – комплексна огибаюча зонduючого сигналу.

Винесемо в отриманому виразі (2.9) за знаки суми всі складові, що не залежать від індексів i і k та отримаємо остаточний вигляд одиничного сигналу

$$\begin{aligned}
s_0(t, x, y) = & A e^{j2\pi f_0 t} e^{-j2\pi f_0 2R_0(y)c^{-1}} \times \\
& \times e^{-j2\pi f_0 (Vt-x)^2 R_0^{-1}(y)c^{-1}} \times \\
& \times \sum_{i=0}^{\infty} \Pi_P(t - iT_P - 2R_0(y)c^{-1} - (Vt - x)^2 R_0^{-1}(y)c^{-1}) \\
& \times \sum_{k=0}^K \Pi_s(t - iT_P - k\Delta t - 2R_0(y)c^{-1} - (Vt - x)^2 R_0^{-1}(y)c^{-1}) \times \\
& \times e^{j2\pi(\alpha k \Delta t)(t - iT_P - 2R_0(y)c^{-1} - (Vt-x)^2 R_0^{-1}(y)c^{-1})}.
\end{aligned} \tag{2.10}$$

При реєстрації сигналів приймачем до них додаються внутрішні шуми $n(t)$. Коливання, що підлягатимуть подальшому оптимальному обробленню, будемо називати рівняннями спостереження. Для розглянутих умов рівняння спостереження має наступний вигляд

$$u(t) = s_r(t) + n(t). \tag{2.11}$$

У виразі (2.12) випадковими є внутрішні шуми $n(t)$ і комплексний коефіцієнт розсіювання $\Gamma(x, y)$. Обидва ці процеси є білими шумами, що мають нульове математичне сподівання і наступні кореляційні функції:

$$R_n(t_1, t_2) = \langle n(t_1)n(t_2) \rangle = \frac{1}{2} N_{0n} \delta(t_1 - t_2), \quad (2.12)$$

$$R_\Gamma(x_1, x_2, y_1, y_2) = \langle \Gamma(x_1, y_1)\Gamma(x_2, y_2) \rangle = \sigma^0(x_1, y_1) \delta(x_1 - x_2) \delta(y_1 - y_2), \quad (2.13)$$

де $\langle \cdot \rangle$ – знак статистичного усереднення по ансамблю реалізацій (математичне сподівання), $\sigma^0(x_1, y_1)$ – питома ефективна поверхня розсіювання поверхні, що буде підлягати оцінюванню в даному розділі.

Враховуючи (2.12) і (2.13), кореляційна функція рівняння спостереження має вигляд

$$\begin{aligned} R_u(t_1, t_2) &= \langle u(t_1)u(t_2) \rangle = \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{Re} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \sigma^0(x, y) D_r(x, y) D_t(x, y) \Gamma(t_1, x, y) \Gamma^*(t_2, x, y) dx dy + \\ &\quad + \frac{1}{2} N_{0n} \delta(t_1 - t_2). \end{aligned} \quad (2.14)$$

Кореляційна функція (2.14) містить всю необхідну інформацію для вирішення оптимізаційної задачі. Питома ефективна поверхня розсіювання $\sigma^0(x, y)$ є статистичною характеристикою комплексного коефіцієнту віддзеркалення поверхні і, на відміну від класичних задач радіолокації, потребує оцінки енергетичних параметрів, а саме складових $R_u(t_1, t_2)$. Параметр $\sigma^0(x, y)$ не входить в явному вигляді в рівняння спостереження, але підлягає

оцінюванню і буде включений в $R_u(t_1, t_2, \sigma^0(x, y))$ і в функцію $W_u(t_1, t_2, \sigma^0(x, y))$, що їй обернена.

2. Постановка задачі. За результатами прийому бортовим когерентним радаром, розміщеного на літальному апараті, віддзеркаленого від поверхні корисного сигналу $s_r(t)$, що спостерігається на фоні внутрішніх шумів приймача $n(t)$, необхідно оптимальним чином, в рамках методу максимальної правдоподібності, сформувати радіозображення підстильної поверхні, що представлено у вигляді енергетичного параметру $\sigma^0(x, y)$, як складової статистичних характеристик прийнятих коливань $u(t)$.

3. Статистична оптимізація методу формування радіозображень. Оптимальний метод радіобачення підстильної поверхні визначимо в рамках методу максимальної правдоподібності, що для корельованих стохастичних процесів потребує знаходження максимуму наступної функції правдоподібності:

$$p[u(t) | \sigma^0(x, y)] = \kappa[\sigma^0(x, y)] \exp \left\{ -\frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T [u(t_1) - m_u(t_1)] \times \right. \\ \left. \times W_u(t_1, t_2, \sigma^0(x, y)) [u(t_2) - m_u(t_2)] dt_1 dt_2 \right\}. \quad (2.15)$$

У вираз (2.15) входить деякий множник $\kappa[\sigma^0(x, y)]$, що залежить від енергетичних параметрів, постійна часу спостереження T , обернена кореляційна функція $W_u(t_1, t_2, \sigma^0(x, y))$ і математичне сподівання $m_u(t, \lambda)$ процесу $u(t)$. Математичне сподівання

$$m_u(t) = \langle u(t) \rangle = \langle s_r(t) + n(t) \rangle = \langle s_r(t) \rangle + \langle n(t) \rangle = 0, \quad (2.16)$$

тому (2.15) може бути переписано наступним чином:

$$p[u(t) | \sigma^0(x, y)] = \kappa[\sigma^0(x, y)] \times \\ \times \exp \left\{ -\frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T u(t_1) W_u(t_1, t_2, \sigma^0(x, y)) u(t_2) dt_1 dt_2 \right\}. \quad (2.17)$$

Знаходячи математичний вираз, що відповідає точці максимуму (2.17), отримаємо необхідні математичні операції для формування оптимальних оцінок радіозображення підстильної поверхні $\mu^0(x, y)$, де μ – символ позначення оцінки. Оцінка буде відрізнятися від істинного значення на величину граничної похибки вимірювань.

Функція $W(t_1, t_2, \sigma^0(x, y))$ визначається через інтегральне рівняння

$$\int_0^T R_u(t_1, t_3, \sigma^0(x, y)) W_u(t_3, t_2, \sigma^0(x, y)) dt_3 = \delta(t_1 - t_2) \quad (2.18)$$

Максимум (2.17) можна було б знайти у результаті розрахунку похідної та прирівнювання її до нуля, але оцінюванню в поставленій задачі підлягає питома ефективна поверхня розсіювання поверхні, що є функцією просторових координат, і звичайна похідна не може бути взята по функції. В такому випадку необхідно застосовувати математичний апарат варіаційної похідної. Представимо $\mu^0(x, y)$ у вигляді двох доданків

$$\mu^0(x, y) = \sigma^0(x, y) + \delta\sigma^0(x, y), \quad (2.19)$$

де $\sigma^0(x, y)$ – істинне значення, $\delta\sigma^0(x, y)$ – варіація оцінки, що визначається деяким відхилення від істинного значення,

$$\delta\sigma^0(x, y) = \chi\gamma(x, y), \quad (2.20)$$

$\gamma(x, y)$ – довільна недетермінована функція відхилення оцінки від істинного параметру з одиничною амплітудою, χ – величина відхилення. Зрозуміло, що при $\chi = 0$ буде отримане істинне значення радіозображення поверхні. Таким чином замість пошуку мінімуму функції (2.17) по функції $\sigma^0(x, y)$ можна визначити мінімум (2.17) взявши звичайну похідну по χ в точці $\chi = 0$. В результаті критерій оптимізації набуде вигляду

$$\left. \frac{d p[u(t) | \sigma^0(x, y)]}{d \chi} \right|_{\chi=0} = 0. \quad (2.21)$$

З виразу (2.17) також випливає, що функція правдоподібності є експоненціальною функцією з деяким коефіцієнтом. Застосувавши до (2.17) натуральний логарифм, точка максимуму функції правдоподібності не зміниться. В такому випадку (2.21) можна переписати

$$\left. \frac{d \ln p[u(t) | \sigma^0(x, y)]}{d \chi} \right|_{\chi=0} = 0. \quad (2.22)$$

Результат диференціювання і прирівнювання (2.22) має назву рівняння правдоподібності [21] і для визначених умов задачі має вигляд

$$-\int_0^T \int_0^T \frac{d R_u[t_1, t_2, \sigma^0(x, y) + \chi\gamma(x, y)]}{d \chi} W_u[t_1, t_2, \sigma^0(x, y)] dt_1 dt_2 =$$

$$= \int_0^T \int_0^T u(t_1) \frac{d W_u \left[t_1, t_2, \sigma^0(x, y) + \chi \gamma(x, y) \right]}{d \chi} u(t_2) dt_1 dt_2. \quad (2.23)$$

Для подальшого вирішення рівняння правдоподібності визначимо всі його складові. Обернена кореляційна функція може бути представлена через згортку з дельта-функцією

$$W_u \left[t_1, t_2, \sigma^0(x, y) \right] = \int_0^T W_u \left[t_1, t_3, \sigma^0(x, y) \right] \delta(t_2 - t_3) dt_3 \quad (2.24)$$

і підставляючи (2.18) отримаємо її узагальнений вигляд

$$W_u \left[t_1, t_2, \sigma^0(x, y) \right] = \int_0^T \int_0^T W_u \left[t_1, t_3, \sigma^0(x, y) \right] R_u \left[t_3, t_4, \sigma^0(x, y) \right] \times \\ \times W_u \left[t_4, t_2, \sigma^0(x, y) \right] dt_3 dt_4. \quad (2.25)$$

Вираз (2.25) конкретизуємо для визначеної форми кореляційної функції (2.14)

$$W_u \left[t_1, t_2, \sigma^0(x, y) \right] = \int_0^T \int_0^T W_u \left[t_1, t_3, \sigma^0(x, y) \right] \times \\ \times \left(\frac{1}{2} \operatorname{Re} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\sigma^0(x, y) \right] D_r(x, y) D_t(x, y) \otimes(t_1, x, y) \otimes^*(t_2, x, y) dx dy + \right. \\ \left. + \frac{1}{2} N_{0n} \delta(t_1 - t_2) \right) \times \\ \times W_u \left[t_4, t_2, \sigma^0(x, y) \right] dt_3 dt_4 \quad (2.26)$$

або

$$\begin{aligned}
W_u[t_1, t_2, \sigma^0(x, y)] &= \frac{1}{2} \operatorname{Re} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} [\sigma^0(x, y)] D_r(x, y) D_t(x, y) \times \\
&\times \int_0^T \int_0^T W_u[t_1, t_3, \sigma^0(x, y)] \mathfrak{S}_0(t_3, x, y) \mathfrak{S}_0^*(t_4, x, y) W_u[t_4, t_2, \sigma^0(x, y)] dt_3 dt_4 dx dy + \\
&+ \frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T W_u[t_1, t_3, \sigma^0(x, y)] N_{0n} \delta(t_3 - t_4) W_u[t_4, t_2, \sigma^0(x, y)] dt_3 dt_4.
\end{aligned} \tag{2.27}$$

Визначивши загальний вигляд оберненої кореляційної функції, попередньо необхідно визначити похідну виразу (2.25) також у загальному вигляді

$$\begin{aligned}
&\frac{d W_u[t_1, t_2, \sigma^0(x, y) + \chi \gamma(x, y)]}{d \chi} = \\
&= - \int_0^T \int_0^T W_u[t_1, t_3, \sigma^0(x, y)] \frac{d R_u[t_3, t_4, \sigma^0(x, y) + \chi \gamma(x, y)]}{d \chi} \times \\
&\quad \times W_u[t_4, t_2, \sigma^0(x, y)] dt_3 dt_4.
\end{aligned} \tag{2.28}$$

З виразу (2.28) випливає, що для подальшої його конкретизації необхідно визначити похідну (2.14) по параметру χ , що матиме вигляд

$$\begin{aligned}
&\frac{d R_u[t_3, t_4, \sigma^0(x, y) + \chi \gamma(x, y)]}{d \chi} = \\
&= \frac{1}{2} \operatorname{Re} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \gamma(x, y) D_r(x, y) D_t(x, y) \mathfrak{S}_0(t_3, x, y) \mathfrak{S}_0^*(t_4, x, y) dx dy.
\end{aligned} \tag{2.29}$$

Отриманий вираз для похідної кореляційної функції підставляємо в вираз (2.28)

$$\begin{aligned} & \frac{dW_u[t_1, t_2, \sigma^0(x, y) + \chi\gamma(x, y)]}{d\chi} = \\ & = -\frac{1}{2} \operatorname{Re} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \gamma(x, y) D_r(x, y) D_t(x, y) \int_0^T \int_0^T W_u[t_1, t_3, \sigma^0(x, y)] \times \\ & \quad \times \delta(t_3, x, y) \delta^*(t_4, x, y) W_u[t_4, t_2, \sigma^0(x, y)] dt_3 dt_4 dx dy \end{aligned} \quad (2.30)$$

або

$$\begin{aligned} & \frac{dW_u[t_1, t_2, \sigma^0(x, y) + \chi\gamma(x, y)]}{d\chi} = -\frac{1}{2} \operatorname{Re} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \gamma(x, y) D_r(x, y) D_t(x, y) \times \\ & \quad \times \int_0^T W_u[t_1, t_3, \sigma^0(x, y)] \delta(t_3, x, y) dt_3 \int_0^T W_u[t_4, t_2, \sigma^0(x, y)] \delta^*(t_4, x, y) dt_4 dx dy. \end{aligned} \quad (2.31)$$

Інтеграли в (2.31), що описують згортку кореляційної функції з одиничним сигналом, є новим типом сигналів, що необхідно застосовувати при оптимальному оцінюванні статистичних характеристик випадкового коефіцієнту віддзеркалення поверхні. На відміну від відомих операцій ці згортки потребують додаткової інверсної фільтрації в фільтрі з частотною характеристикою, що дорівнює спектру оберненої кореляційної функції $W_u(\cdot)$.

Інверсні фільтри в теорії побудови радіосистем ще мають назву вибілюючими фільтрами, основна задача яких підвищити точність оцінювання параметрів випадкових процесів, в граничному випадку білого шуму. Позначимо ці згортки наступним чином:

$$\mathcal{S}_{0W} \left[t_1, \sigma^0(x, y) \right] = \int_0^T W_u \left[t_1, t_3, \sigma^0(x, y) \right] \mathcal{S}_0(t_3, x, y) dt_3, \quad (2.32)$$

$$\mathcal{S}_{0W}^* \left[t_2, \sigma^0(x, y) \right] = \int_0^T W_u \left[t_4, t_2, \sigma^0(x, y) \right] \mathcal{S}_0^*(t_4, x, y) dt_4. \quad (2.33)$$

Підставляючи (32) і (33) в (31), отримаємо

$$\begin{aligned} \frac{dW_u \left[t_1, t_2, \sigma^0(x, y) + \chi \gamma(x, y) \right]}{d\chi} = & -\frac{1}{2} \operatorname{Re} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \gamma(x, y) D_r(x, y) D_t(x, y) \times \\ & \times \mathcal{S}_{0W} \left[t_1, \sigma^0(x, y) \right] \mathcal{S}_{0W}^* \left[t_2, \sigma^0(x, y) \right] dx dy. \end{aligned} \quad (2.34)$$

Визначивши всі складові рівняння спостереження в (2.29) і (2.34), запишемо його наступним чином

$$\begin{aligned} & \int_0^T \int_0^T \frac{1}{2} \operatorname{Re} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \gamma(x, y) D_r(x, y) D_t(x, y) \mathcal{S}_0(t_3, x, y) \mathcal{S}_0^*(t_4, x, y) dx dy \times \\ & \quad \times W_u \left[t_1, t_2, \sigma^0(x, y) \right] dt_1 dt_2 - \\ & \quad - \int_0^T \int_0^T u(t_1) \frac{1}{2} \operatorname{Re} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \gamma(x, y) D_r(x, y) D_t(x, y) \times \\ & \quad \times \mathcal{S}_{0W} \left[t_1, \sigma^0(x, y) \right] \mathcal{S}_{0W}^* \left[t_2, \sigma^0(x, y) \right] dx dy u(t_2) dt_1 dt_2 = 0 \end{aligned} \quad (2.35)$$

або з урахуванням (2.27)

$$\begin{aligned}
& \int_0^T \int_0^T \frac{1}{2} \operatorname{Re} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \gamma(x, y) D_r(x, y) D_t(x, y) \times \\
& \times \left(\begin{aligned} & \frac{1}{2} \operatorname{Re} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \sigma^0(x, y) D_r(x, y) D_t(x, y) \times \\ & \times \int_0^T \int_0^T W_u \left[t_1, t_3, \sigma^0(x, y) \right] \times \\ & \times \int_0^T \int_0^T W_u \left[t_4, t_2, \sigma^0(x, y) \right] dt_3 dt_4 dx dy + \\ & + \frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T W_u \left[t_1, t_3, \sigma^0(x, y) \right] N_{0n} \delta(t_3 - t_4) W_u \left[t_4, t_2, \sigma^0(x, y) \right] dt_3 dt_4 \end{aligned} \right) dt_1 dt_2 - \\
& - \int_0^T \int_0^T u(t_1) \frac{1}{2} \operatorname{Re} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \gamma(x, y) D_r(x, y) D_t(x, y) \times \\
& \times \int_0^T \int_0^T W_u \left[t_1, \sigma^0(x, y) \right] \int_0^T \int_0^T W_u \left[t_2, \sigma^0(x, y) \right] dx dy u(t_2) dt_1 dt_2 = 0.
\end{aligned} \tag{2.36}$$

Подальше спрощення можливе в результаті застосування в (2.36) методу комплексних огибающих, що передбачає

$$\operatorname{Re} \hat{x}(t) \operatorname{Re} \hat{y}(t) = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \hat{x}(t) \hat{y}(t) + \frac{1}{2} \operatorname{Re} \hat{x}(t) \hat{y}^*(t), \tag{2.37}$$

де $(\cdot)^*$ – знак комплексного спряження.

З урахуванням виразів (2.37), рівняння правдоподібності прийме вигляд

$$\begin{aligned}
& \operatorname{Re} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \gamma(x, y) D_r(x, y) D_t(x, y) \left(\frac{1}{4} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \sigma^0(x_1, y_1) D_r(x_1, y_1) D_t(x_1, y_1) \times \right. \\
& \times \int_0^T \mathfrak{S}_0(t_1, x, y) \mathfrak{S}_{0W}^*(t_1, x_1, y_1) dt_1 \int_0^T \mathfrak{S}_0^*(t_2, x, y) \mathfrak{S}_{0W}(t_2, x_1, y_1) dt_2 \, dx_1 dy_1 + \\
& \quad \left. + \frac{1}{2} \frac{N_{0n}}{2} \int_0^T \left| \mathfrak{S}_{0W} \left[t_3, \sigma^0(x, y) \right] \right|^2 dt_3 - \right. \\
& \left. - \frac{1}{2} \int_0^T u(t_1) \mathfrak{S}_{0W} \left[t_1, \sigma^0(x, y) \right] dt_1 \int_0^T u(t_2) \mathfrak{S}_{0W}^* \left[t_2, \sigma^0(x, y) \right] dt_2 \right) dx dy = 0.
\end{aligned} \tag{2.38}$$

В отриманому виразі всі математичні операції мають фізичний сенс та відповідають відомим в теорії оптимізації обробки сигналів функціям, тому перепишемо його наступним чином:

$$\begin{aligned}
& \operatorname{Re} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \gamma(x, y) D_r(x, y) D_t(x, y) \times \\
& \times \left(\frac{1}{4} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \sigma^0(x_1, y_1) D_r(x_1, y_1) D_t(x_1, y_1) \left| \Psi_W(x, y, x_1, y_1) \right|^2 dx_1 dy_1 + \right. \\
& \quad \left. + \frac{N_{0n}}{2} E_W(x, y) - \frac{1}{2} \left| \Psi(x, y) \right|^2 \right) dx dy = 0,
\end{aligned} \tag{2.39}$$

де

$$\Psi_W(x, y, x_1, y_1) = \int_0^T \mathfrak{S}_0(t_1, x, y) \mathfrak{S}_{0W}^*(t_1, x_1, y_1) dt_1 \tag{2.40}$$

– функція розузгодженості за просторовими координатами підстильної поверхні для радара з обробленням безперервних ЛЧМ сигналів. Функцію (2.40) ще називають функцією невизначеності або реакцією системи формування зображення на точкове джерело випромінювання. Ця функція визначає

роздільну здатність радару, що реалізує нову запропоновану обробку з декореляцією.

В (2.40) також введено енергію одиничного сигналу з урахуванням декореляції

$$E_W(x, y) = \frac{1}{2} \int_0^T \left| s_W[t_3, \sigma^0(x, y)] \right|^2 dt_3. \quad (2.41)$$

Вираз

$$Y(x, y) = \int_0^T u(t_1) s_W[t_1, \sigma^0(x, y)] dt_1 \quad (2.42)$$

є ключовою складовою (2.39), адже він описує оптимальне оброблення прийнятих коливань – рівняння спостереження $u(t)$. Сутність обробки полягає в розрахунку кореляційного інтегралу або узгодженій фільтрації $u(t)$ в фільтрі з імпульсною характеристикою, що повторює одиничний сигнал. На відміну від існуючих рішень, одиничний сигнал включає операцію декореляції та дозволяє збільшити кількість некорельованих відліків в вихідному ефекті $Y(x, y)$.

Одиничний сигнал також називають опорним сигналом і в задачах відновлення радіозображень він може бути факторизований на опорний сигнал стиснення отриманих коливань за азимутом та за дальністю. Достатньою умовою для виконання рівняння (2.39) є наступна рівність

$$\begin{aligned} |Y(x, y)|^2 &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \sigma^0(x_1, y_1) D_r(x_1, y_1) D_t(x_1, y_1) \times \\ &\times |s_W(x, y, x_1, y_1)|^2 dx_1 dy_1 + N_{0n} E_W(x, y). \end{aligned} \quad (2.43)$$

Досягти рівності (2.43) дуже важко, адже в правій стороні залишились детерміновані функції часу та просторових координат, а в лівій стороні – результат оптимальної обробки, що характеризується деякою потенційною точністю. Кореляційний інтеграл або фільтрація в узгодженому фільтрі корисного сигналу з шумами ніколи не дасть детермінованої функції, завжди залишиться недоусереднений залишок. Цей недоусереднений залишок і не дає досягнути рівності, а його дисперсія визначає похибку оцінки радіозображення поверхні. З практики формування радіолокаційних зображень [21] відомо, що зображення отримані алгоритмом (2.42) має плямисту структуру, що називається сепекл-шумом. Цей спекл-шум і є недоусередненим залишком впливу шумів та випадкової структури комплексного коефіцієнту віддзеркалення реальних поверхонь. Таким чином доцільно в (2.43) говорити про прирівнювання лівої та правої частини. Повна рівність досягається лише при статистичному усередненні лівої частини за ансамблем реалізацій

$$\begin{aligned} \left\langle \left| \hat{Y}(x, y) \right|^2 \right\rangle &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \sigma^0(x_1, y_1) D_r(x_1, y_1) D_t(x_1, y_1) \times \\ &\times \left| \hat{\Psi}_W(x, y, x_1, y_1) \right|^2 dx_1 dy_1 + N_{0n} E_W(x, y). \end{aligned} \quad (2.44)$$

2.2 Аналіз оптимального алгоритму формування скатерометричних радіолокаційних зображень у часовій області

Для аналізу отриманого алгоритму (2.42) послідовно підставимо в отриманий вираз формулу для одиничного сигналу з декореляцією (2.33)

$$\hat{Y}(x, y) = \int_0^T u(t) \int_0^T W_u \left[t, t_1, \sigma^0(x, y) \right] \hat{s}(t_1, x, y) dt_1 dt \quad (2.45)$$

і одиничний сигнал (2.9)

$$\begin{aligned}
 Y(x, y) = & \int_0^T u(t) \int_0^T W_u \left[t, t_1, \sigma^0(x, y) \right] \times \\
 & \times \sum_{i=0}^{\infty} \Pi_P(t_1 - iT_P - 2R_0(y)c^{-1} - (Vt_1 - x)^2 R_0^{-1}(y)c^{-1}) \\
 & \times \sum_{k=0}^K \Pi_S(t_1 - iT_P - k\Delta t - 2R_0(y)c^{-1} - (Vt_1 - x)^2 R_0^{-1}(y)c^{-1}) e^{j2\pi f_0 t_1} \times \\
 & \times e^{-j2\pi f_0 2R_0(y)c^{-1}} e^{-j2\pi f_0 (Vt_1 - x)^2 R_0^{-1}(y)c^{-1}} \times \\
 & \times e^{j2\pi(\alpha k \Delta t)(t_1 - iT_P - 2R_0(y)c^{-1} - (Vt_1 - x)^2 R_0^{-1}(y)c^{-1})} dt_1 dt.
 \end{aligned} \tag{2.46}$$

Одразу проаналізувати фізичну сутність алгоритму фільтрації прийнятих коливань в фільтрі, імпульсна характеристика якого співпадає з сумою затриманих у часі декорельованих високочастотних імпульсів достатньо складно. Доцільно спочатку визначити основні операції в часовій області без декореляції, вважаючи, що $W_u \left[t, t_1, \sigma^0(x, y) \right] = \delta(t - t_1)$. В такому випадку вираз (2.46) має вигляд

$$\begin{aligned}
 Y(x, y) = & e^{-j2\pi f_0 2R_0(y)c^{-1}} \times \\
 & \times \int_0^T dt e^{-\frac{j2\pi f_0 (Vt - x)^2}{R_0(y)c}} \sum_{i=0}^{\infty} \Pi_P(t - iT_P - 2R_0(y)c^{-1} - (Vt - x)^2 R_0^{-1}(y)c^{-1}) \times \\
 & \times \sum_{k=0}^K \left[u(t) \left[\Pi_S(t - iT_P - k\Delta t - 2R_0(y)c^{-1} - (Vt - x)^2 R_0^{-1}(y)c^{-1}) \times \right. \right. \\
 & \times e^{j(2\pi f_0 t + 2\pi(\alpha k \Delta t)(t - iT_P))} \\
 & \times e^{-j2\pi(\alpha k \Delta t) \frac{(Vt - x)^2}{R_0(y)c}} \\
 & \times e^{-j2\pi(\alpha k \Delta t) \frac{2R_0(y)}{c}} \left. \left. \right] \right]
 \end{aligned} \tag{2.47}$$

Розглянемо аргументи деяких функцій, що входять в (2.47). Нехай висота польоту літального апарату дорівнює 1500 м, максимальний кут візування від надіру 45° , тоді максимальна дальність $R_{0\max} = 2121,3 \text{ м}$, час затримки $\frac{2R_{0\max}}{c} = 14,1 \text{ мкс}$. Максимальне відхилення координати x визначається половиною ширини діаграми спрямованості вдовж координати азимута і у випадку використання бортової антени розміром 30 см, проведення вимірювань на частоті 10 ГГц дорівнює 106 м. Нехай період пилкоподібної функції зміни частоти більше ніж в два рази перевищує максимальний час затримки сигналу і дорівнює $T_p = K\Delta t = 30 \text{ мкс}$. Девіація частоти будемо вважати складає 1% від центральної частоти і дорівнює 100 МГц, тоді $\alpha = \frac{(F_{\max} - f_0)}{T_p} = 333 \cdot 10^{10}$.

Максимальний час спостереження T визначається шириною плями діаграми спрямованості на поверхні вздовж координати азимута і швидкістю рух літального апарату, $T = \frac{\Delta G(x)}{V}$. Для швидкості руху 90 км/год. максимальний

час спостереження буде приблизно дорівнювати $T = 8,5 \text{ с}$. Для наведених величин було проведене імітаційне моделювання функцій $\exp\left(-j2\pi(\alpha k \Delta t) \frac{(Vt - x)^2}{R_0(y)c}\right)$ і $\exp\left(-\frac{j2\pi f_0(Vt - x)^2}{R_0(y)c}\right)$, результат якого наведено на рис. 2.3.

Функція $\exp\left(-\frac{j2\pi f_0(Vt - x)^2}{R_0(y)c}\right)$ відома з класичних алгоритмів

формування радіозображень з високою роздільною здатністю, коли використовується імпульсний режим роботи радара.

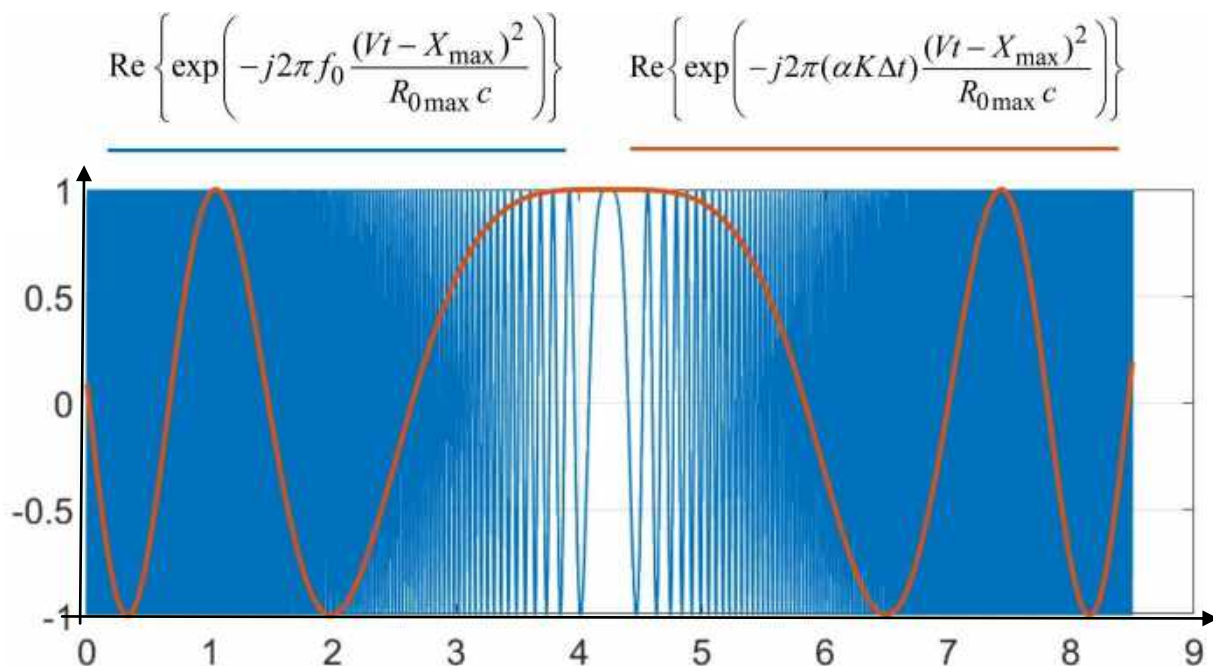


Рисунок 2.3 – Імітаційне моделювання опорних функцій одиничного сигналу

Ця функція є базисною для відновлення дрібних деталей на первинному зображенні або іншими словами – для синтезування апертури антени. В

порівнянні з $\exp\left(-\frac{j2\pi f_0(Vt - x)^2}{R_0(y)c}\right)$, функція $\exp\left(-j2\pi(\alpha k \Delta t)\frac{(Vt - x)^2}{R_0(y)c}\right)$ є

більш низькочастотною та не дозволить відновити малорозмірні деталі на радіозображеннях, тому в подальшому може не враховуватися. Чим менше буде відношення девіації частоти зондуючого сигналу до несучої, тим менше буде

вплив множника $\exp\left(-j2\pi(\alpha k \Delta t)\frac{(Vt - x)^2}{R_0(y)c}\right)$.

Також необхідно сказати, що максимальна затримка обумовлена розширення діаграми спрямованості за координатою азимута $\frac{(Vt - x)^2}{R_0(y)c}$ складає

70 нс, що в 200 разів менше за максимальну затримку по дальності. Таким

чином затримкою прямокутних імпульсів на величину $\frac{(Vt - x)^2}{R_0(y)c}$ можна

знехтувати, так само, як і залежністю $\frac{2R_0(y)}{c}$ від y . Дійсно підібрати затримку прямокутних імпульсів під кожну дальність неможливо, тому будемо використовувати деяке $R_{0\min}$. З урахуванням введених припущень, алгоритм (2.47) набуде наступного вигляду:

$$U_1(x, y) = \int_0^T dt \left(\sum_{i=0}^{\infty} \Pi_P(t - iT_P) U_x(t - iT_P, y) \right) e^{-\frac{j2\pi f_0(Vt-x)^2}{R_0(y)c}}, \quad (2.48)$$

де

$$U_x(t - iT_P, y) = \sum_{k=0}^K u_x(t - iT_P, k\Delta t) e^{-j2\pi(\alpha k\Delta t)\frac{2R_0(y)}{c}} \quad (2.49)$$

– дискретне перетворення Фур'є від результату перемноження прийнятого рівняння спостереження на всі можливі імпульси з частотами $f_0 + \alpha k\Delta t$, що визначається наступним виразом:

$$\begin{aligned} u_x(t - iT_P, k\Delta t) = \\ = u(t) \Pi_s \left(t - iT_P - k\Delta t - \frac{2R_{0\min}}{c} \right) e^{j(2\pi f_0 t + 2\pi(\alpha k\Delta t)(t - iT_P))}. \end{aligned} \quad (2.50)$$

Точно визначити час приходу віддзеркалених від поверхні сигналів неможливо при використанні неперервних сигналів, тому доцільно у якості множника

$\Pi_s \left(t - iT_P - k\Delta t - \frac{2R_{0\min}}{c} \right) e^{j(2\pi f_0 t + 2\pi(\alpha k\Delta t)(t - iT_P))}$ в (2.50) використовувати

копію зонduючого сигналу і його квадратурну складову.

2.5 Аналіз оптимального алгоритму формування скатерометричних радіолокаційних зображень у частотній області

Проаналізувавши основні оптимальні операції, що визначаються одиничним сигналом, доцільно розглянути вплив декорелюючого фільтра. Визначити аналітичний вигляд $W_u[t, t_1, \sigma^0(x, y)]$ з (2.18) достатньо складно, тому пропонується визначити форму декорелюючого фільтра спектральній області. Для цього спочатку представимо кореляційну функцію у вигляді суми

$$R_u(t_1, t_3, \sigma^0(x, y)) = R_s(t_1, t_3, \sigma^0(x, y)) + R_n(t_1 - t_3), \quad (2.51)$$

де
$$R_s(t_1, t_3) = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \sigma^0(x, y) D_r(x, y) D_t(x, y) s_0(t_1, x, y) s_0^*(t_3, x, y) dx dy,$$

$$R_n(t_1 - t_3) = \langle u(t_1) u(t_3) \rangle = \frac{1}{2} N_{0n} \delta(t_1 - t_3).$$

Отриману суму (2.51) підставляємо в (2.18)

$$\int_0^T R_s(t_1, t_3, \sigma^0(x, y)) + R_n(t_1 - t_3) W_u(t_3, t_2, \sigma^0(x, y)) dt_3 = \delta(t_1 - t_2) \quad (2.52)$$

або

$$\int_0^T R_s(t_1, t_3, \sigma^0(x, y)) W_u(t_3, t_2, \sigma^0(x, y)) dt_3 + \frac{1}{2} N_{0n} W_u(t_1, t_2, \sigma^0(x, y)) = \delta(t_1 - t_2). \quad (2.53)$$

Рівняння (2.53) є інтегральним рівняннями Фредгольма першого роду, для вирішення якого необхідно перейти в спектральну область, визначити спектр $W_u(\cdot)$ і застосувати обернене перетворення Фур'є. Процеси $u(t)$, що підлягають обробці, та, зокрема, корисний сигнал є нестационарними випадковими

процесами. Про їх нестационарність свідчить кореляційна функція (2.14), що залежить не лише від різниці $(t_1 - t_2)$, а і від часу t_1 . В такому випадку для визначення спектральної щільності нестационарного випадкового процесу необхідно використовувати подвійне перетворення Фур'є за змінними t_1 і t_2 .

Перетворення Фур'є за змінною t_1 від лівої та правої частей (2.53) запишемо наступним чином:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \left(\int_0^T R_s(t_1, t_3, \sigma^0(x, y)) W_u(t_3, t_2, \sigma^0(x, y)) dt_3 + \frac{1}{2} N_{0n} W_u(t_1, t_2, \sigma^0(x, y)) \right) e^{-j2\pi f_1 t_1} dt_1 =$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t_1 - t_2) e^{-j2\pi f_1 t_1} dt_1 \quad (2.54)$$

або, змінивши порядок інтегрування,

$$\int_0^T \left(\int_{-\infty}^{\infty} R_s(t_1, t_3, \sigma^0(x, y)) e^{-j2\pi f_1 t_1} dt_1 \right) W_u(t_3, t_2, \sigma^0(x, y)) dt_3 +$$

$$+ \frac{1}{2} N_{0n} \int_{-\infty}^{\infty} W_u(t_1, t_2, \sigma^0(x, y)) e^{-j2\pi f_1 t_1} dt_1 = e^{-j2\pi f_1 t_2} \quad (2.55)$$

Вираз в дужках є спектральною щільністю потужності нестационарного випадкового процесу і буде позначатися $G_{R_s}(f_1, t_3, \sigma^0(x, y))$, а перетворення Фур'є від $W_u(t_1, t_2, \sigma^0(x, y)) - G_W(f_1, t_2, \sigma^0(x, y))$,

$$\int_0^T G_{R_s}(f_1, t_3, \sigma^0(x, y)) W_u(t_3, t_2, \sigma^0(x, y)) dt_3 + \frac{N_{0n}}{2} G_W(f_1, t_2, \sigma^0(x, y)) = e^{-j2\pi f_1 t_2}. \quad (2.56)$$

Тепер застосуємо перетворення Фур'є за змінною t_2

$$\begin{aligned} \int_0^T G_{R_s}(f_1, t_3, \sigma^0(x, y)) \left(\int_{-\infty}^{\infty} W_u(t_3, t_2, \sigma^0(x, y)) e^{-j2\pi f_2 t_2} dt_2 \right) dt_3 \\ + \frac{N_{0n}}{2} \int_{-\infty}^{\infty} G_W(f_1, t_2, \sigma^0(x, y)) e^{-j2\pi f_2 t_2} dt_2 = \\ = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j2\pi(f_1 + f_2)t_2} dt_2. \end{aligned} \quad (2.57)$$

Права сторона (2.57) дорівнює дельта-функції, а в лівій введемо Функцію

$$G_W(t_3, f_2, \sigma^0(x, y)) = \int_{-\infty}^{\infty} W_u(t_3, t_2, \sigma^0(x, y)) e^{-j2\pi f_2 t_2} dt_2. \quad (2.58)$$

Після розрахунків отримаємо новий вираз для (57)

$$\begin{aligned} \int_0^T G_{R_s}(f_1, t_3, \sigma^0(x, y)) G_W(t_3, f_2, \sigma^0(x, y)) dt_3 + \\ + \frac{N_{0n}}{2} G_W(f_1, f_2, \sigma^0(x, y)) = \\ = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j2\pi(f_1 + f_2)t_2} dt_2. \end{aligned} \quad (2.59)$$

Для подальшого визначення $G_W(\cdot)$ застосуємо перетворення Фур'є до обох частин (2.59)

$$\int_{-\infty}^{\infty} \left(\int_0^T G_{R_s}(f_1, t_3, \sigma^0(x, y)) G_W(t_3, f_2, \sigma^0(x, y)) dt_3 + \frac{N_0 n}{2} G_W(f_1, f_2, \sigma^0(x, y)) \right) e^{-j2\pi f_3 t_3} dt_3 =$$

$$= \delta(f_1 + f_2) \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j2\pi f_3 t_3} dt_3. \quad (2.60)$$

В лівій частині перетворення Фур'є від згортки двох функцій по змінній t_3 є добутком узагальнених спектральних щільностей потужності, а в правій – дельта-функція,

$$\left(G_{R_s}(f_1, f_2, \sigma^0(x, y)) + \frac{N_0}{2} \right) G_W(f_1, f_2, \sigma^0(x, y)) = \delta(f_1 + f_2). \quad (2.61)$$

З (2.61) випливає, що для знаходження узагальненої спектральної щільності потужності $G_W(f_1, f_2, \sigma^0(x, y))$ необхідно знайти $G_R^{-1}(f_1, f_2, \sigma^0(x, y))$ або, більш точно,

$$G_W(f_1, f_2, \sigma^0(x, y)) = \frac{\delta(f_1 + f_2)}{G_{R_s}(f_1, f_2, \sigma^0(x, y)) + \frac{N_0}{2}}. \quad (2.62)$$

Для подальшого використання (2.62) необхідно представити в спектральній області декорельований одиничний сигнал з (2.45). Застосуємо спочатку перетворення Фур'є до цього сигналу за змінною t

$$\begin{aligned}
& \int_{-\infty}^{\infty} \left(\int_0^T W_u \left[t, t_1, \sigma^0(x, y) \right] \mathfrak{S}_0(t_1, x, y) dt_1 \right) e^{-j2\pi ft} dt = \\
& = \int_0^T \mathfrak{S}_0(t_1, x, y) \left(\int_{-\infty}^{\infty} W_u \left[t, t_1, \sigma^0(x, y) \right] e^{-j2\pi ft} dt \right) dt_1 = \\
& = \int_0^T \mathfrak{S}_0(t_1, x, y) G_W \left(f, t_1, \sigma^0(x, y) \right) dt_1.
\end{aligned} \tag{2.63}$$

Тепер представимо інтеграл від добутку функцій в спектрі

$$\begin{aligned}
& \int_0^T \mathfrak{S}_0(t_1, x, y) \left(\int_{-\infty}^{\infty} G_W \left(f, f_1, \sigma^0(x, y) \right) e^{j2\pi f_1 t_1} df_1 \right) dt_1 = \\
& = \left(\int_{-\infty}^{\infty} G_W \left(f, f_1, \sigma^0(x, y) \right) \int_0^T \mathfrak{S}_0(t_1, x, y) e^{j2\pi f_1 t_1} dt_1 df_1 \right) = \\
& = \int_{-\infty}^{\infty} G_W \left(f, f_1, \sigma^0(x, y) \right) \mathfrak{S}_0(f_1, x, y) df_1.
\end{aligned} \tag{2.64}$$

Підставляючи (2.62) в (2.64), отримаємо

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\delta(f + f_1)}{G_{R_s}(f, f_1, \sigma^0(x, y)) + \frac{N_0}{2}} \mathfrak{S}_0(f_1, x, y) df_1 = \frac{\mathfrak{S}_0(-f, x, y)}{G_{R_s}(f, -f, \sigma^0(x, y)) + \frac{N_0}{2}}. \tag{2.61}$$

Для остаточного визначення фізичного впливу операції декореляції визначимо узагальнену спектральною щільністю потужності нестационарного випадкового корисного сигналу $s_r(t)$. Для цього застосуємо послідовно перетворення Фур'є від (2.14) за змінними t_1 і t_2

$$\begin{aligned}
G_{R_s}(f_1, f_2, \sigma^0(x, y)) &= \int_{-\infty}^{\infty} \left(\int_{-\infty}^{\infty} R_s(t_1, t_2) e^{-j2\pi f_1 t_1} dt_1 \right) e^{-j2\pi f_2 t_2} dt_2 = \\
&= \frac{1}{2} \operatorname{Re} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \sigma^0(x, y) D_r(x, y) D_t(x, y) \times \\
&\quad \times \int_{-\infty}^{\infty} \mathcal{S}_0(t_1, x, y) e^{-j2\pi f_1 t_1} dt_1 \int_{-\infty}^{\infty} \mathcal{S}_0^*(t_2, x, y) e^{-j2\pi f_2 t_2} dt_2 dx dy = \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \sigma^0(x, y) D_r(x, y) D_t(x, y) \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left(\mathcal{S}_0(f_1, x, y) \mathcal{S}_0^*(f_2, x, y) \right) dx dy.
\end{aligned} \tag{2.62}$$

Підставляючи (2.62) в (2.61), отримуємо одиничний сигнал, що декорельований у спектральній області

$$\frac{\mathcal{S}_0^*(f, x, y)}{\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \sigma^0(x, y) D_r(x, y) D_t(x, y) \operatorname{Re} \left\{ \mathcal{S}_0^*(f, x, y) \right\} dx dy + \frac{N_0}{2}}. \tag{2.63}$$

Необхідно підкреслити, що в (2.63) одиничний сигнал в чисельнику є комплексно спряженим до випроміненого. Така обробка повністю відповідає узгодженій обробці з класичної теорії оптимального оцінювання параметрів сигналу. Новою операцією є декореляція, що сприяє підвищенню кількості некорельованих відліків при обробленні стохастичних сигналів.

Для визначення $\mathcal{S}_{0W}[t_1, \sigma^0(x, y)]$ в новому оптимальному алгоритмі (2.41) необхідно застосувати обернене перетворення Фур'є до (2.63).

На рис. 2.5 наведено приклад амплітудного спектру вихідного сигналу, інверсного фільтру $\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \sigma^0(x, y) D_r(x, y) D_t(x, y) \operatorname{Re} \left\{ S_0^*(f, x, y) \right\} dx dy + \frac{N_0}{2}$ та

одиночного сигналу з декореляцією при співвідношенні сигнал-завада 10 дБ.

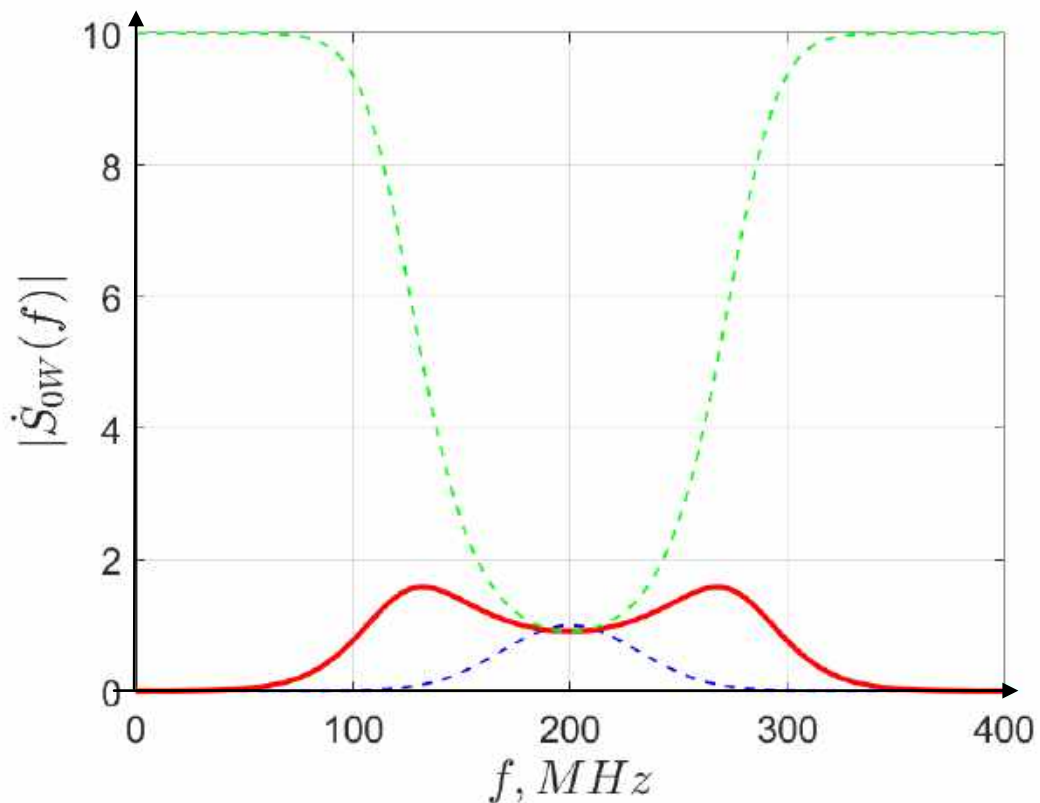


Рисунок 2.5 – Амплітудні спектри: синя штрихова лінія – випроміненого сигналу, зелена штрихова лінія – інверсного фільтру, червона суцільна лінія – декорельованого одиночного сигналу

З отриманих графіків слідує, що при перевищенні сигналу над шумами опорний сигнал має більш розширений спектр та збільшені амплітуди в областях згасання спектру зонduючого сигналу. З огляду на випадковість віддзеркалених сигналів і їх широкий спектр одиночний сигнал адаптується під прийняті коливання, розширюючи полосу пропускання. В той самий час розширення до нескінченності не відбувається, ступінь декореляції та адаптація

під варіацію амплітуди і фази віддзеркаленого від поверхні сигналу визначається співвідношенням сигнал-завада.

2.3 Розроблення структурної схеми малогабаритного РСА з обробленням безперервних ЛЧМ сигналів

З отриманих оптимальних операцій (2.44) і (2.48) – (2.50) впливають основні функціональні елементи радіолокаційної системи формування зображень місцевості при використанні безперервних ЛЧМ сигналів. На рис. 2.6 наведена її структурна схема.

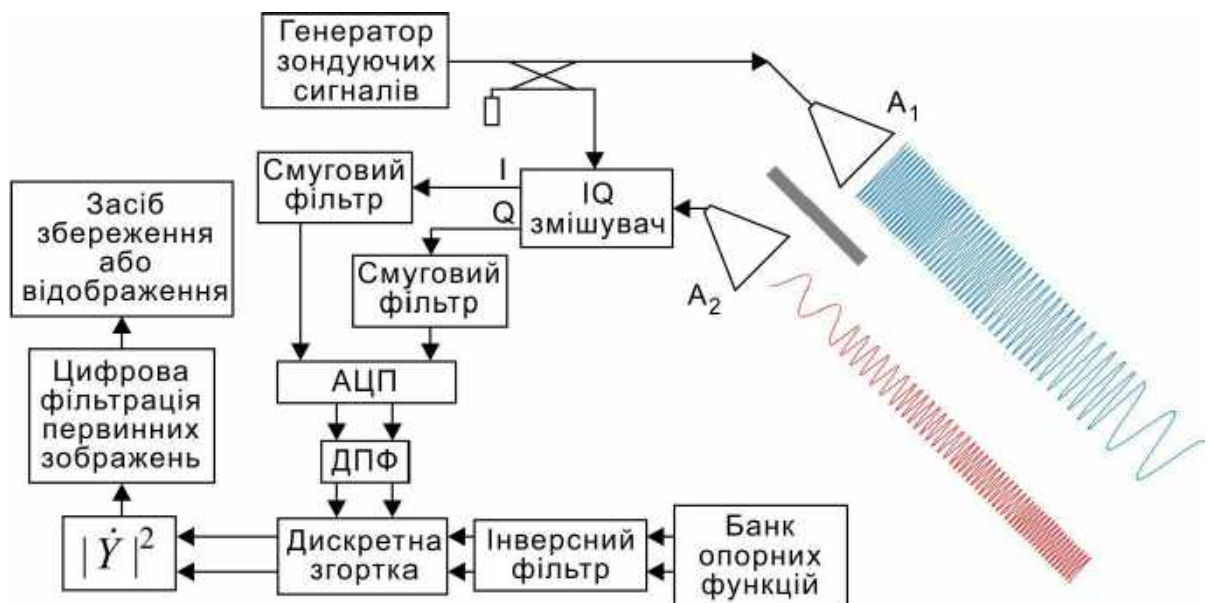


Рисунок 2.6 – Структурна схема бортової радіолокаційної системи формування зображень поверхні при використанні безперервних ЛЧМ сигналів

Працює радар наступним чином. В генераторі зондуючих сигналів формується сигнал (2.1), що далі перетворюється в електромагнітні хвилі за допомогою антени A_1 для випромінювання в напрямку поверхні дослідження. Частина сигналу за допомогою спрямованого відгалужувача подається в приймальний канал. Віддзеркалені від поверхні електромагнітні хвилі приймаються антеною A_2 і перетворюються в прийнятий сигнал, що описується моделлю (2.2). Перша операції оптимального оброблення полягає в

квадратурному детектуванні прийнятих сигналів, або теж саме що множені затриманого у часі випроміненого сигналу та його квадратурної складової на прийнятий сигнал, що виконується в IQ змішувачі. На виході IQ змішувача матимемо прямий і квадратурний сигнали на проміжній частоті.

Наступна оптимальна операція – визначення дискретного перетворення Фур'є за дальностями $R_0(y)$ в блоці ДПФ. Але немає необхідності визначати всі можливі дальності від 0 до нескінченності, краще обмежитися реальними умовами експерименту та визначити мінімальну та максимальну дальність. Визначений діапазон дальностей пропорційний до діапазону різницевих частот, тому для спрощення вимог до аналого-цифрового перетворювача (блок АЦП) після помножувача встановлюється смуговий фільтр. Початкова частота смуги пропускання фільтра визначає мінімальну дальність при наступному аналізі, а максимальна – $R_{0\max}$. Таким чином після квадратурного детектування сигнали $\text{Re}\{x(\cdot)\}$ і $\text{Im}\{x(\cdot)\}$ послідовно проходять смуговий фільтр, АЦП і пристрій розрахунку ДПФ. На виході ДПФ для кожної з компонент маємо двовимірний процес, що змінюється у часі та за координатою дальності.

Подальша обробка виконується у часі та реалізує синтезування апертури антени за азимутом. Для цього весь масив даних розбивається по рядкам дальності і в блоці Дискретна згортка виконується згортка кожного рядка з опорною функцією, що генерується в блоці Банк опорних функцій та декорелюється в Інверсному фільтрі. Від результату згортки визначається квадрат модуля. Після згортки кожного рядку масиву на виході блоку Дискретна згортка та визначення квадрату модуля від отриманого масиву матимемо первинне радіолокаційне зображення, що відповідно до (2.44) потребує усереднення за ансамблем реалізацій. Так як багаторазово пролітати над однією ділянкою неможливо в більшості практичних задач, то треба реалізовувати аналог усереднення за ансамблем реалізацій – цифрову фільтрацію деякими вікнами. Методів фільтрацій багато і їх аналіз наведено в роботах [21-31]. Результат фільтрації подається в блок Засіб збереження або відображення.

2.4 Апробація нових оптимальних операцій та оцінка підвищення точності формування радіолокаційних зображень

Для підтвердження працездатності отриманих оптимальних операцій будемо використовувати імітаційну модель, що була представлена в розділі 1. Тестове радіолокаційне зображення та результати його відновлення класичним та синтезованим методами показані на рис. 2.7. За результатами якісного аналізу отриманих зображень слідує, що запропонована нова оптимальна операція декореляції опорного сигналу не спотворює результат, а запропонований алгоритм є працездатним. Для оцінки кількісних показників були використані метрики порівняння якості зображень з еталоном. Розглянемо ці метрики більш детально.

Метрика Average Difference (AD) обчислює середню різницю між пікселями еталонного та спотвореного зображення. Це проста метрика, яка вимірює середнє відхилення. Метрика AD є загальновідомою базовою метрикою в обробці зображень, часто згадується в літературі з оцінки якості зображень як проста статистична характеристика [42].

Метрика Feature Similarity Extended (FSE) використовує поділ зображення на області (edges, textures, flat) та обчислює індекс подібності на основі SSIM (Structural Similarity Index) для кожної області з подальшим зважуванням. Це розширена метрика, яка враховує особливості вмісту зображення. Не є стандартною метрикою з широко відомих публікацій, але подібні підходи до аналізу вмісту зображення з'являються в роботах [43].

Індекс структурної схожості, метрика Structural Similarity Index (SSIM), оцінює якість зображення на основі яскравості, контрасту та структурної інформації. Використовує локальне вікно (за замовчуванням Гаусове) і повертає середнє значення та карту схожості [44].

Нормалізована крос-кореляція (NCC) вимірює схожість між еталонним і спотвореним зображенням, нормалізуючи добуток їхніх піксельних значень на суму квадратів значень еталонного зображення. Значення близьке до 1 вказує на

високу схожість. Класична метрика в обробці зображень [42], часто використовується для порівняння зображень, як проста кореляційна міра.

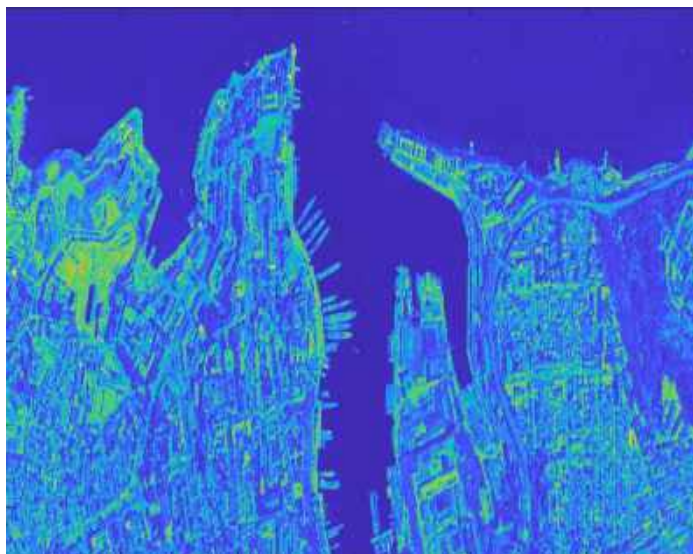
Метрика Noise Quality Measure (NQM) є нелінійною зваженою метрикою для оцінки адитивного шуму. Використовує фільтр косинусного логарифмічного банку для розкладання зображення на частотні смуги, враховує пороги контрастності та надпорогові ефекти сприйняття. Результат виражається в децибелах [45].

Peak Signal-to-Noise Ratio (PSNR) – це метрика, яка обчислює відношення максимальної можливої потужності сигналу до потужності шуму, виражене в децибелах. Вона базується на середньоквадратичній помилці (MSE) між еталонним і спотвореним зображенням. У разі нульової помилки ($MSE = 0$) повертається умовне значення 99 дБ. Це класична метрика, широко використовувана в обробці зображень і сигналів. Згадується в літературі, наприклад, у [44]. Середньоквадратична помилка (MSE) між еталонним і спотвореним зображенням, одна з найпоширеніших метрик оцінки якості. Класична метрика, широко описана в роботі [42].

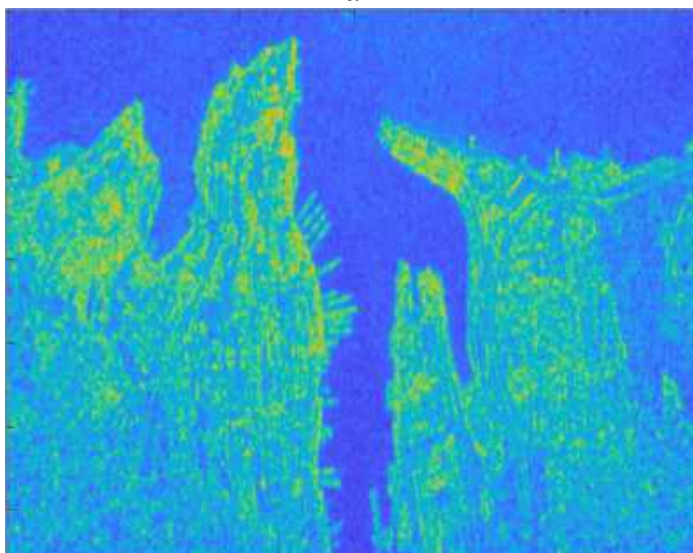
Метрика Structural Content (SC) обчислює відношення суми квадратів значень пікселів еталонного зображення до суми квадратів значень спотвореного зображення. Використовується для оцінки структурної схожості на основі енергії сигналу. Згадується як проста метрика в ранніх роботах із оцінки якості зображень [46]. Метрика якості зображення SVD-Based Image Quality Measure (SVD IQA), заснована на сингулярному розкладі (SVD). Обчислює графічну (просторову) та числову оцінку якості шляхом порівняння сингулярних значень блоків еталонного та спотвореного зображень. Докладно описана в роботі [47].

Оцінка візуальної інформаційної відповідності (метрика VIF) оцінює якість зображення, порівнюючи еталонне та спотворене зображення. Використовує керовану піраміду (англійський термін *steerable pyramid*) для розкладання на субдіапазони та модель шуму для оцінки збереженої інформації.

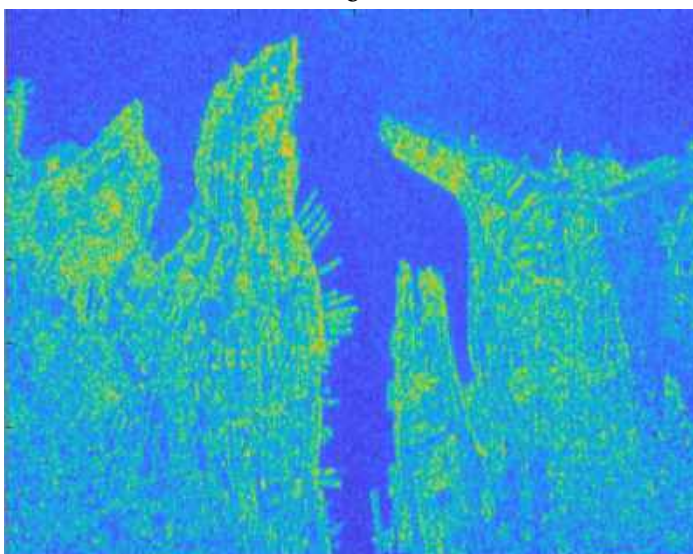
Повертає значення в діапазоні $[0, 1]$, де 1 – ідеальна якість. Наведена метрика в роботі [59].



а



б



в

Рисунок 2.7 – Радіолокаційні зображення поверхні: а – ідеальне тестове, б – отримане класичним методом, в – отримане з операцією декореляції

Результат розрахунку зазначених метрик для отриманих на рис. 7 зображень показано в табл. 2.1.

Таблиця 2.1 – Кількісні показники якості формування радіозображень

Назва метрики порівняння якості зображень з еталоном	Ідеальне тестове радіолокаційне зображення	Радіолокаційне зображення отримане класичним методом	Радіолокаційне зображення отримане методом з декореляцією
AD	0	16.0394	16.3491
FSE	1	0.3860	0.4673
SSIM	1	0.5638	0.6262
NCC	1	0.9887	0.9893
NQM	∞	13.6155	13.6268
PSNR	99	19.0089	19.2281
MSE	0	816.9412	776.7219
SC	1	0.9016	0.9015
SVD IQA	0	22.1278	22.4622
VIF	1	0.2476	0.2541

З аналізу табл. 2.1 слідує, що для більшості метрик зображення, що сформоване з декореляцією, є кращим. Виграш в якості не вимірюється в сотнях процентів і не в рази більший, проте даний підхід плідний та потребує подальшого розвитку. Проаналізуємо відносно підвищення якості відновлення радіолокаційних зображень в результаті імітаційного моделювання функцій розузгодженості (2.40) для класичного і нового синтезованого методів. Для

цього на рис. 2.7 показані спектр опорного сигналу за азимутом $e^{-\frac{j2\pi f_0(Vt-x)^2}{R_0(y)c}}$ для одної дальності та спектр цього сигналу після його декореляції.

З наведених графіків слідує, що оптимальний алгоритм підвищує частотні складові в прийнятих сигналах, що були придушені спектром зонduючого сигналу. Ступінь витягування придушених спектральних складових залежить від співвідношення сигнал-завада. Для наведеного спектру та радіолокаційного зображення на рис. 2.7, в співвідношення сигнал-завада складало 20 дБ. Наведена обробка виконувалась в спектрі і після застосування оберненого перетворення Фур'є на рис. 2.9 та рис. 2.10 для порівняння наведені опорні сигнали синтезування радіозображень за азимутом для класичного і нового методів. Як можна побачити з отриманих графіків на початку та в кінці опорного сигналу з декореляцією з'являються значні викиди амплітуди.

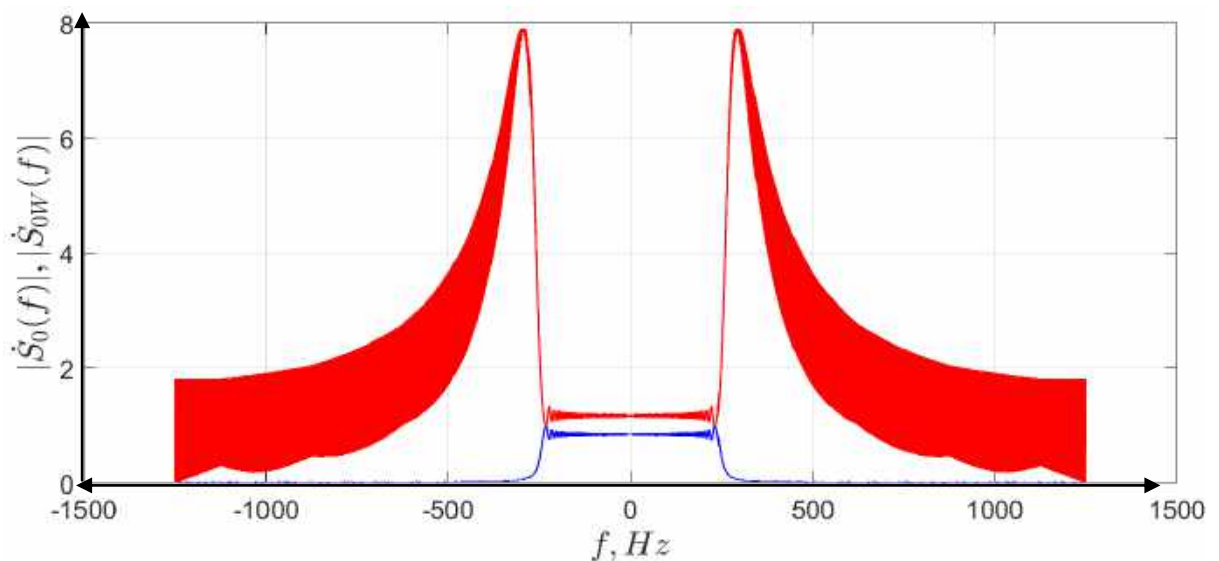
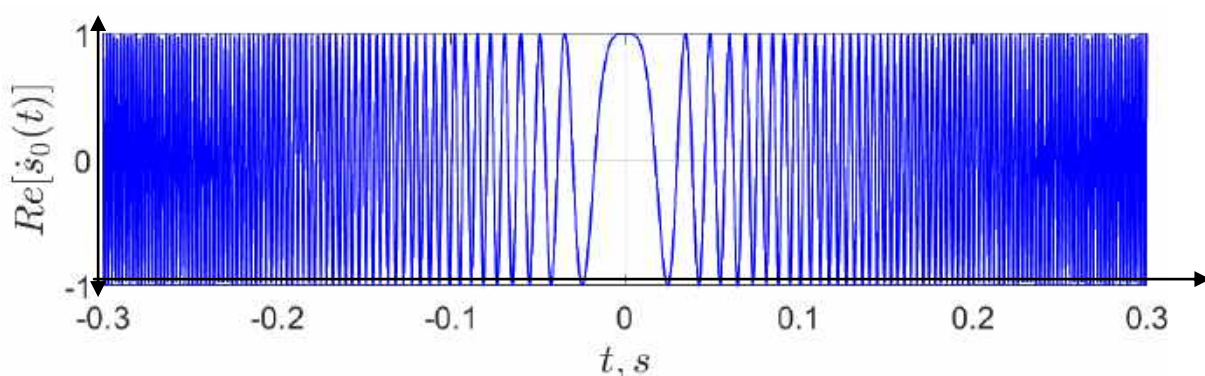


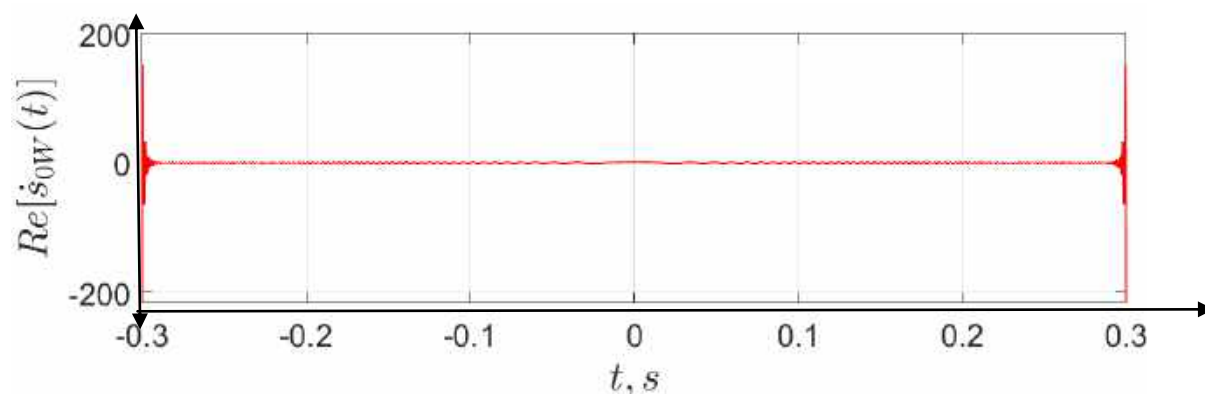
Рисунок 2.8 – Амплітудні спектри: синя лінія – опорний сигнал стиснення радіовимірювань за азимутом при класичній обробці, червона лінія – опорний сигнал для стиснення радіовимірювань за азимутом після інверсної фільтрації

Результат застосування такого опорного сигналу показано на рис. 2.11. Вертикальна смуга яскравості на відновленому радіолокаційному зображенні пов'язана саме з артефактами в опорному сигналі. Поява таких викидів

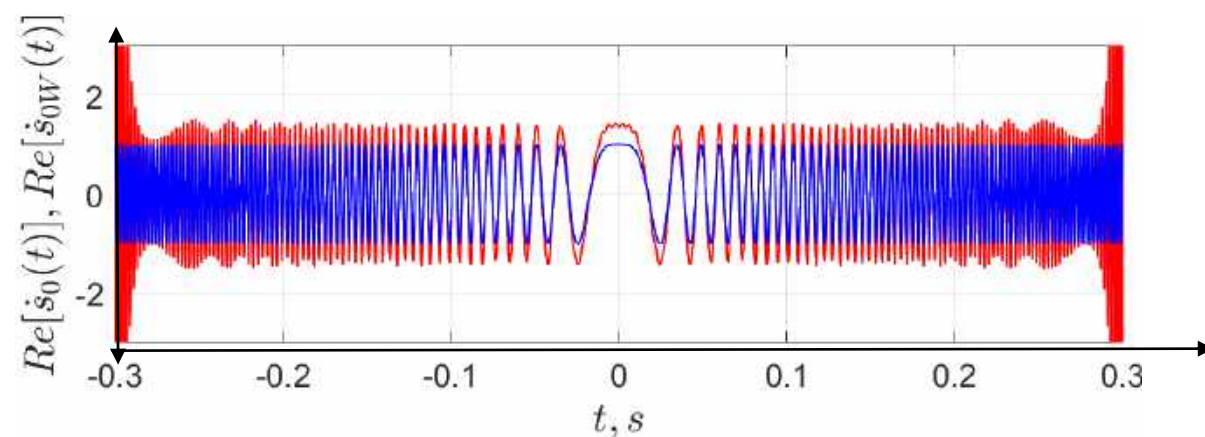
амплітуди викликана скінченністю тривалості дискретного реального вихідного сигналу $e^{\frac{j2\pi f_0(Vt-x)^2}{R_0(y)c}}$ та скінченністю спектру цього сигналу. Для усунення зазначених недоліків реальної обробки була застосована вагова функція, що значно зменшила амплітуду опорного сигналу на його початку та в кінці, як показано на рис. 2.12. Результат застосування модифікованого опорного сигналу з декореляцією був вже продемонстрований на рис. 2.7. В цього рисунку слідує, що артефакти тепер відсутні.



а

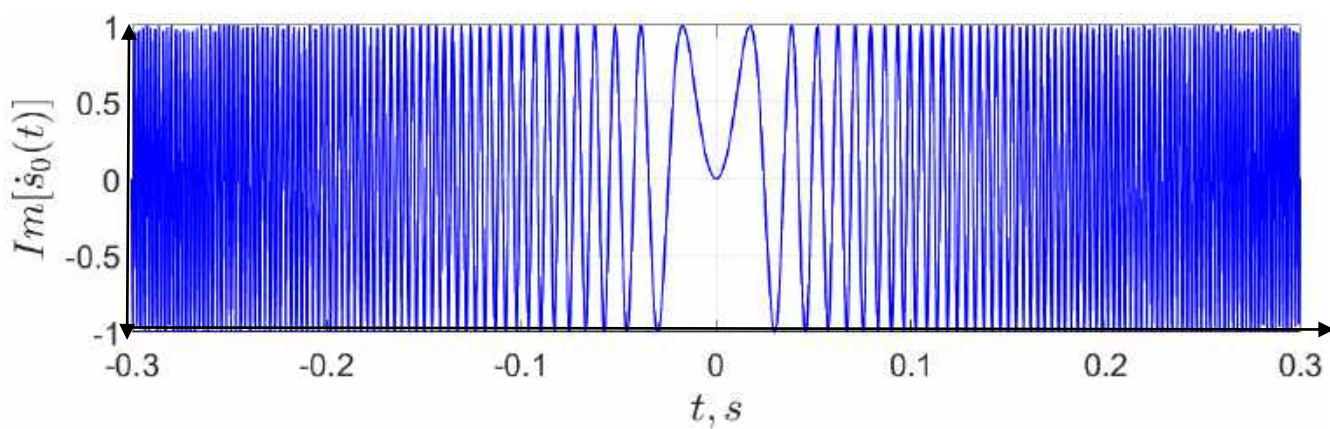


б

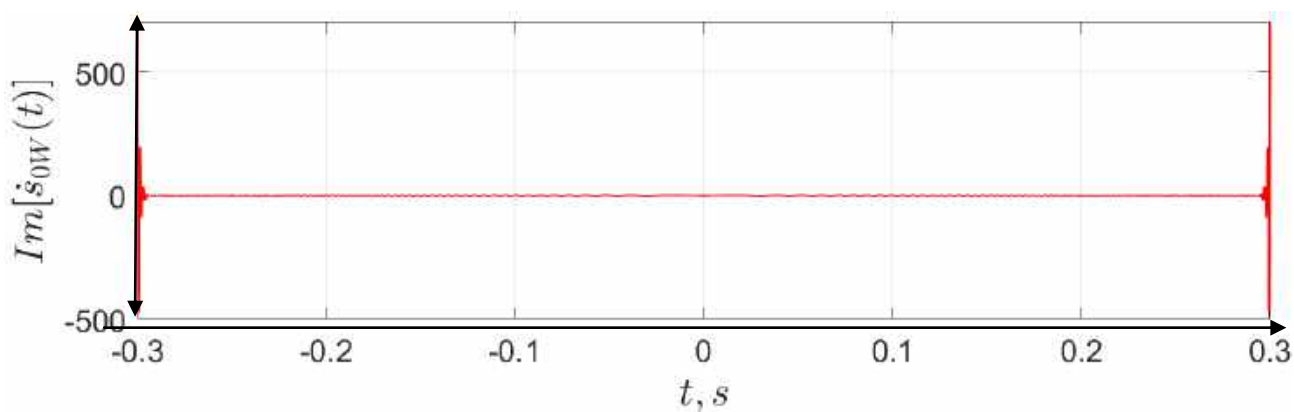


В

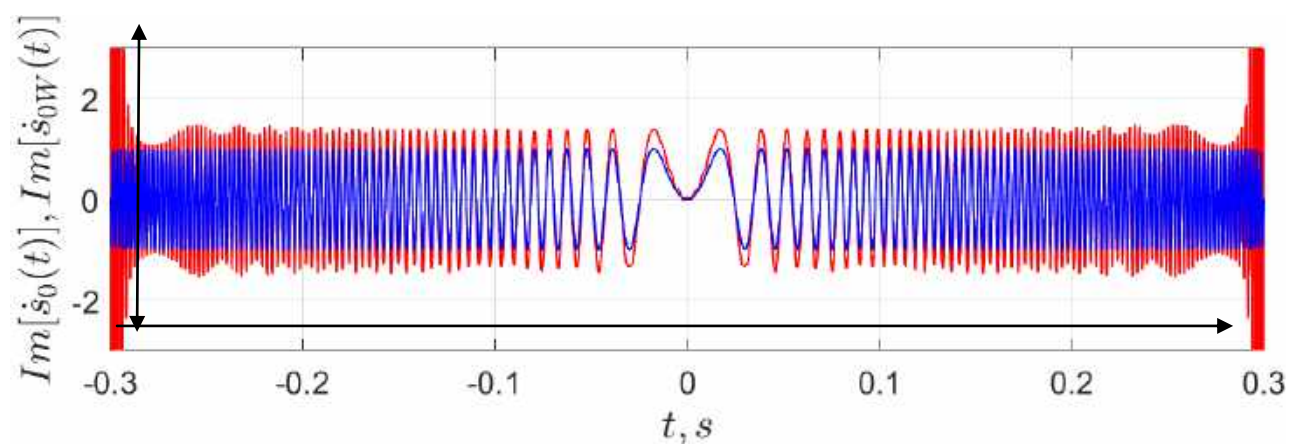
Рисунок 2.9 – Прямий опорний сигнал для стиснення радіовимірювань за координатою азимут: а – класичний метод, б – новий синтезований метод



а



б



В

Рисунок 2.10 – Квадратурний опорний сигнал для стиснення радіовимірювань за координатою азимут: а – класичний метод, б – новий синтезований метод

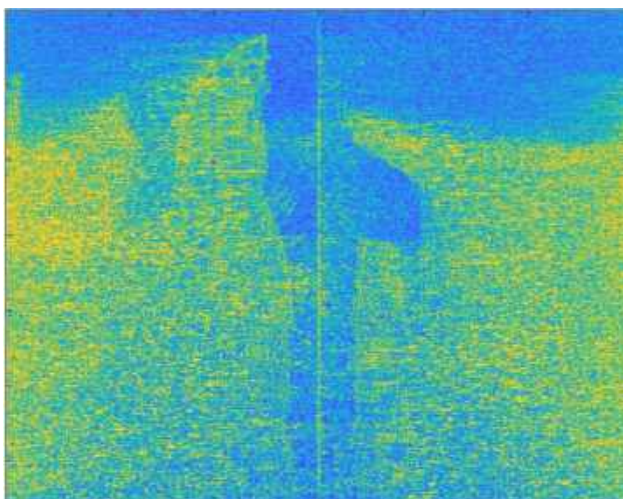
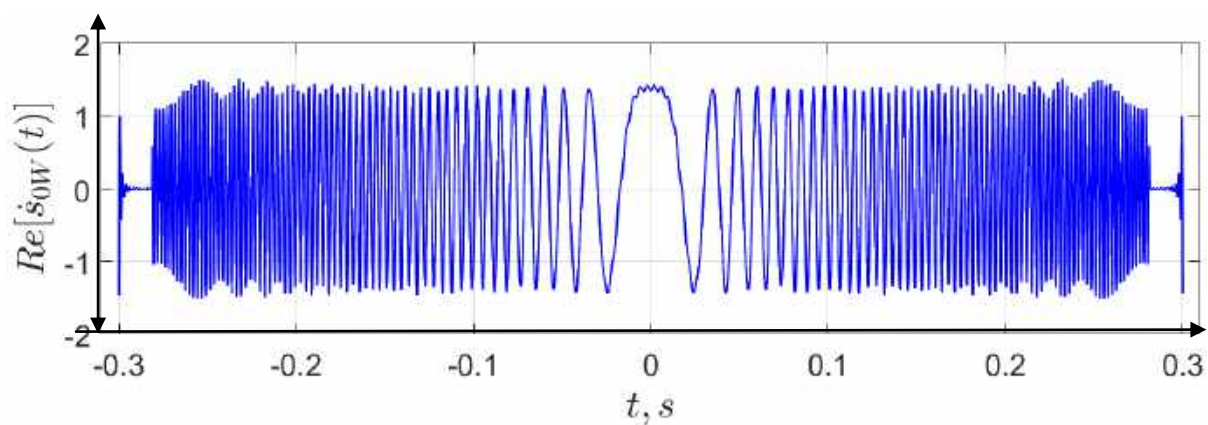
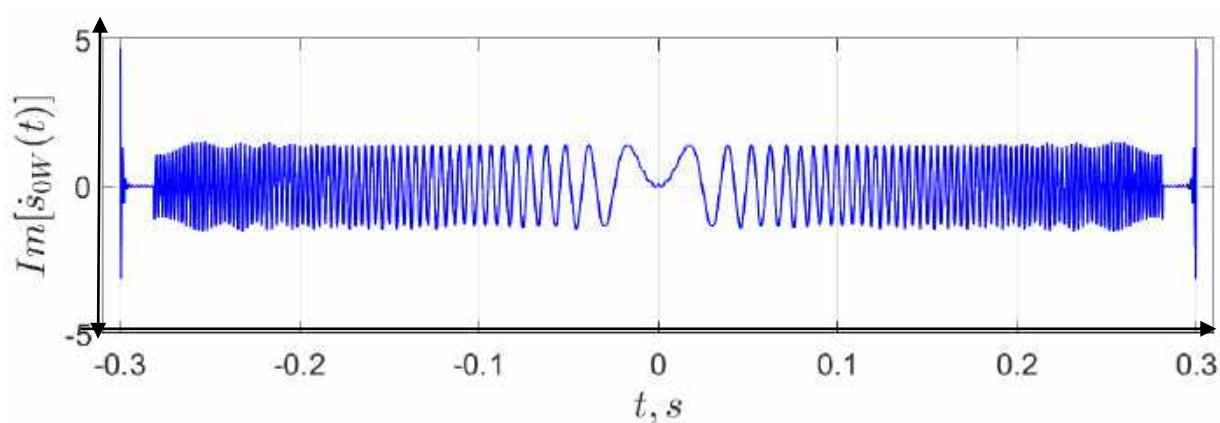


Рисунок 2.11 – Приклад відновленого радіолокаційного зображення при використанні декорельованого опорного сигналу, що має артефакти



а



б

Рисунок 2.12 – Опорні сигнали після їх корекції: а – прямий,
б – квадратурний

Визначивши всі особливості формування опорного сигналу з декореляцією на рис. 2.13 показано функції розузгодженості радіолокаційної системи радіобачення за азимутом. Графіки відображають результат розрахунку формули (2.40) в координатах поверхні при класичному методі радіобачення та синтезованому у цьому розділі методі з використанням операції декореляції. Декореляції була виконана для співвідношення сигнал-завада 20 дБ. З отриманих графіків випливає, що функція розузгодженості вдвічі вужча при використанні модифікованого методу, але має і в двічі вищі бокові пелюстки. Для зменшення впливу бокових пелюстків можливе використання більш оптимальних та ефективних вагових вікон для опорного сигналу після декореляції. Загалом ефект від застосування декорелюючих фільтрів в обробці можна оцінити в 18-20 % підвищення якості, відповідно до аналізу метрик, що наведені у табл. 2.1.

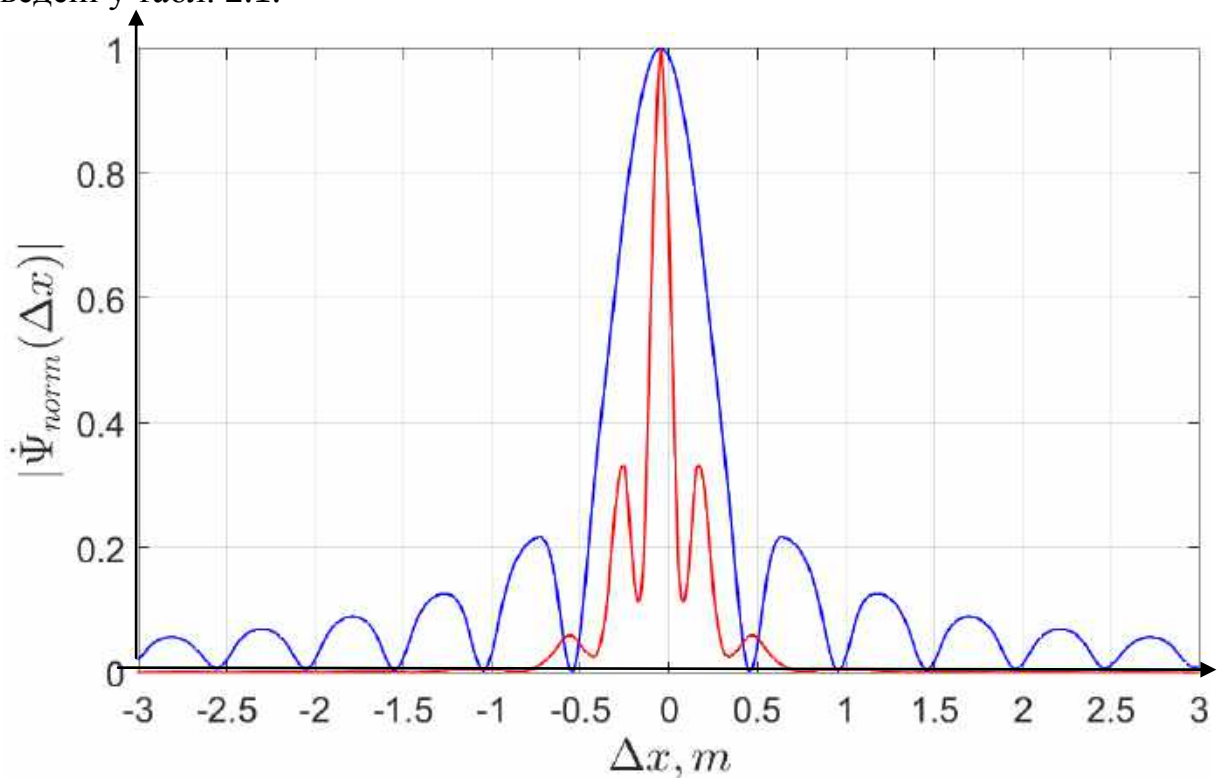
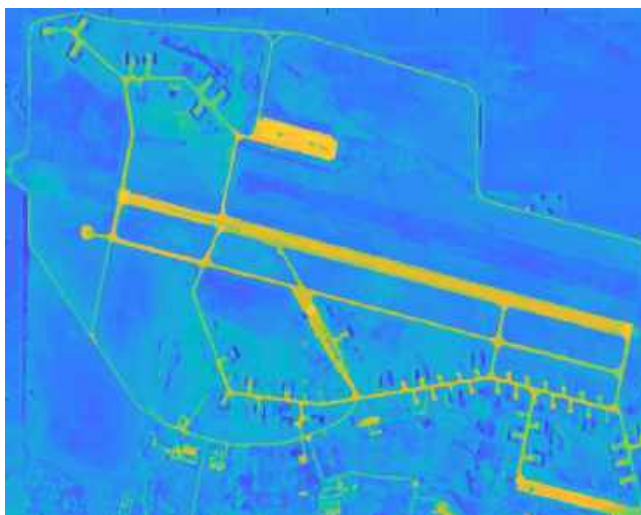
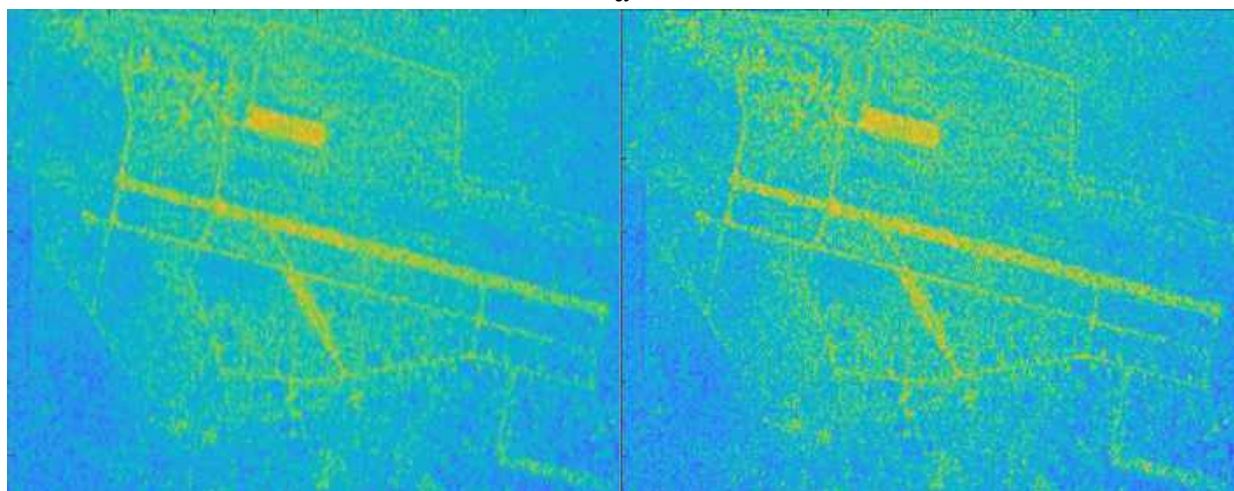


Рисунок 2.13 – Функція розузгодженості РСА за координатою азимута: синя лінія – класичний метод обробки, червона лінія – обробка з декореляцією опорного сигналу

Для імітаційної моделі було використане тестове зображення, що сформовано перетворенням повнобарвного оптичного супутникового зображення високої роздільної здатності в зображення в градаціях сірого. Такий підхід наочний, проте не зовсім коректний, адже в використаному оптичному зображенні вже були власні шуми сенсора, що можуть спотворювати результат аналізу. Для оцінки підвищення якості запропонованої обробки сигналів було проведене імітаційне моделювання процесу формування радіозображень з штучно синтезованим тестовим зображенням в пакетах обробки векторних зображень. Тестове зображення та його результат відновлення класичним та синтезованим методами наведені на рис 2.14. Аналіз якості за вже розглянутими метриками наведено в табл. 2.2.



а



б

в

Рисунок 2.14 – Радіолокаційні зображення поверхні: а – ідеальне штучно створене тестове зображення без шумів, б – отримане класичним методом, в – отримане з операцією декореляції

Таблиця 2.2 – Оцінка якості відновлення радіозображень при використанні штучно синтезованого тестового зображення

Назва метрики порівняння якості зображень з еталоном	Ідеальне тестове радіолокаційне зображення	Радіолокаційне зображення отримане класичним методом	Радіолокаційне зображення отримане методом з декореляцією
AD	0	7.2512	6.6965
FSE	1	0.4608	0.5205
SSIM	1	0.6859	0.7543
NCC	1	0.9962	0.9967
NQM	∞	13.8524	14.0671
PSNR	99	23.4973	24.1040
MSE	0	290.6391	252.7452
SC	1	0.9469	0.9517
SVD IQA	0	21.3659	20.1114
VIF	1	0.3211	0.3260

З отриманих результатів в табл. 2.2 випливає підтвердження факту підвищення точності відновлення радіозображень при використанні операції декореляції. Треба звернути увагу, що для штучно створеного зображення всі метрики показали підвищення якості формування радіолокаційних зображень при використанні декореляції. Іншим фізичним обґрунтуванням підвищення точності є той факт, що декорелюючий фільтр при високих співвідношення сигнал завада наближає прийнятий сигнал до білого шуму. При цьому розміри

спеклів в первинному радіолокаційному зображенні зменшуються по ширині, а кількість цих спеклів в межах фільтру вторинної обробки збільшується.

В результаті вказаного збільшення кількості спеклів результат усереднення стає більш ефективним, що еквівалентно підвищенню роздільної здатності радіолокаційного зображення у вигляді питомої ефективної поверхні розсіювання $\sigma^0(x, y)$. Підтвердженням наявності нової інформації в первинному радіолокаційному зображенні є показаний на рис. 2.12 модуль різниці між первинним радіолокаційним зображенням, що отримано класичним методом, та радіолокаційним зображенням сформоване з декорельованим опорним сигналом. Необхідно зазначити, що кількість нових спеклів залежить від $\sigma^0(x, y)$, ділянки з більшою енергетикою мають більшу кількість нових спеклів.

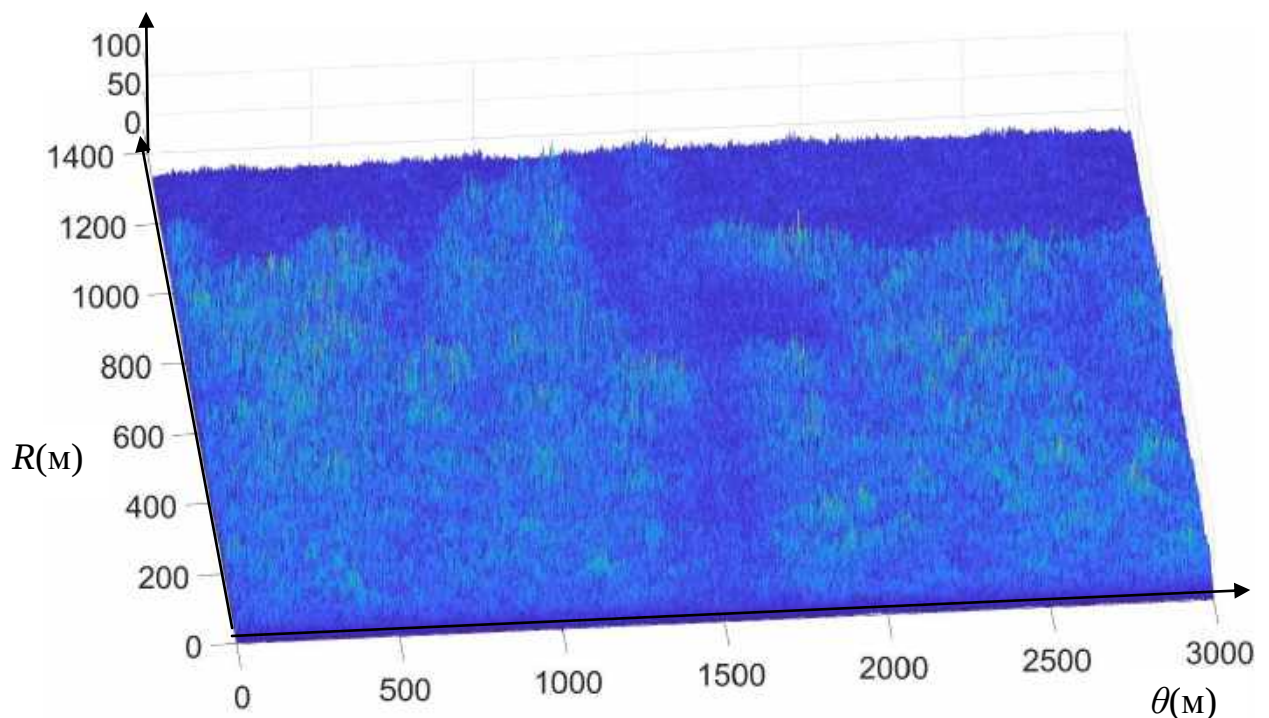


Рисунок 12 – Модуль різниці первинних радіолокаційних зображень, що сформовані класичним та синтезованим новим методом

Висновки за розділом

У другому розділі запропоновано оптимальний алгоритм оброблення сигналів для радарних систем із синтезованою апертурою, що працюють на основі безперервних лінійно-частотно модульованих сигналів. Основною метою стало забезпечення високої роздільної здатності та контрастності сформованого радіолокаційного зображення за рахунок повного використання когерентної інформації, закладеної у відбитому сигналі.

Запропонований підхід ґрунтується на модифікації класичного Omega-K алгоритму з урахуванням ефекту міграції цілі по дальності, що дає змогу зменшити спотворення при формуванні зображення та досягти вищого фокусування. Алгоритм включає низку ключових етапів: попередню компресію сигналу, компенсацію фазових спотворень, інтерполяцію за методом Столта та обчислення азимутального перетворення Фур'є. Особливу увагу приділено важливості збереження фазової когерентності на всіх етапах обробки. Це критично важливо для високоточних задач позиціонування.

Імітаційне моделювання показало переваги запропонованого алгоритму в порівнянні з класичними методами що підтверджується застосуванням ряду оцінюючих метрик. Таким чином підтверджується факт підвищення точності відновлення радіозображень при використанні операції декореляції. Треба звернути увагу, що для штучно створеного зображення всі метрики показали підвищення якості формування радіолокаційних зображень при використанні декореляції.

Запропоновано новий метод формування радіолокаційних зображень підстилаючої земної поверхні, адаптований для використання в малогабаритних бортових радарх із синтезованою апертурою, що функціонують на основі безперервних лінійно-частотно модульованих сигналів. На відміну від традиційних підходів, цей метод передбачає просторово-часове когерентне оброблення сигналів із застосуванням декорельованих опорних функцій, які враховують стохастичний характер розсіяних сигналів від об'єктів дослідження та природних поверхонь

РОЗДІЛ 3

РОЗРОБЛЕННЯ БОРТОВОГО РСА З ОБРОБЛЕННЯМ ЛЧМ СИГНАЛІВ У W – ДІАПАЗОНІ ХВИЛЬ З ВИКОРИСТАННЯМ ЕЛЕМЕНТНОЇ БАЗИ УКРАЇНСЬКОГО ВИРОБНИЦТВА

3.1 Розрахунки параметрів елементів під необхідні характеристики точності РЛС

Концептуально РЛС з частотною модуляцією безперервної хвилі, простіше виконати у більш компактній і дешевшій формі у порівнянні із імпульсною РЛС через дороговизну і вагу датчиків зображення табл 3.1, на її основі.

Таблиця 3.1 – Параметри імпульсних підсилювачів із відкритих джерел

Діапазон	Модель	Пікова потужність, Вт	Вага, КГ	Вартість
X	Empower RF Systems Model 2241 BMCAP99109-1500	1000 – 1500	0.6 – 2.5	\$ 2,250
Ku	R&S®PKU100-O750 176X/Ku Comtech Xicom TWTA	400 – 2000	25 – 59	\$ 4,850 – 19,500.00
K	SBP-2034433530- 2F2F-S1-HR	1.5	1.3	\$4,250.00
W	SBP-7531141833- 1010-C1-HR	2.0	3	\$13950

Що у свою чергу спрощує фізичну реалізацію ЛЧМ радару та підбір його комплектуючих, проте залишається ряд критеріїв котрі потрібно врахувати при розробці для коректної і надійної роботи системи. Первинно важливим якісним показником є роздільна здатність результуючого радіозображення (РЛЗ). Роздільна здатність за дальністю $D_{\min}$ у лінійно-частотно модульованому радарі визначається за формулою:

$$D_{\min} = \frac{cT_P}{4\Delta F} |\Delta f_{\min}| \quad (3.1)$$

де ΔF – девіація частоти, $|\Delta f_{\min}|$ – мінімальне відхилення частоти в прийнятому сигналі відносно частоти в зонduючого сигналу. Наведений вираз коректний для випадку використання модуляції частоти з лінійним підйомом та спадом, що показано на рис. 3.1

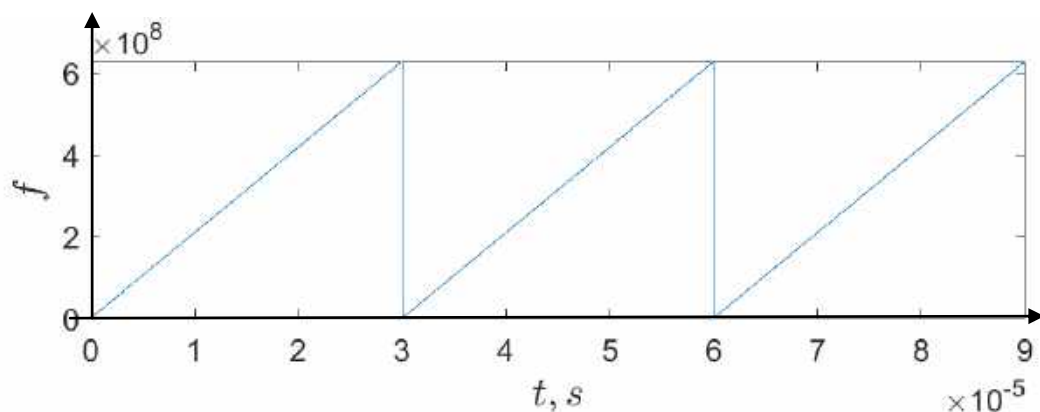


Рисунок 3.1 – Закон зміни частоти зонduючого ЛЧМ сигналу зі зростаючими і спадаючими ділянками

З розділу 2 відомо, що оптимальною операцією оброблення сигналів за дальністю є перетворення Фур'є. В такому разі мінімальне відхилення частоти $|\Delta f_{\min}|$, що можна буде спостерігати окремо, визначається тривалістю вибірки прийнятого сигналу

$$|\Delta f_{\min}| = \frac{1}{T_{\max}}. \quad (3.2)$$

Для того щоб упевнитись у правильності параметрів налаштування елементів радару потрібно провести розрахунок. Період часу котрий має займати процес генерації та випромінювання ЛЧМ сигналу, тобто період модуляції T_P не повинен перевищувати термін проходження сигналу до поверхні, відбитися і його шляху назад більш час що знадобиться бортовій платформі на проходження по траєкторії руху шляху більше за на 0,5 довжини хвилі. У разі перевищення синтезована антена решітка буде розріджена з багатопелюстковою діаграмою спрямованості.

Нехай висота польоту літального апарату дорівнює 1500 м, максимальний кут візування від надиру 45° , тоді максимальна дальність $R_{0\max} = 2121,3 \text{ м}$, час затримки складатиме $\frac{2R_{0\max}}{c} = 14,1 \text{ мкс}$. Тоді щоб зафіксувати максимальну дальність необхідно, щоб за цей термін увесь період модуляції було згенеровано.

Тоді для дворазового запасу максимальної дальності будемо вважати, що. $T_P = 30 \text{ мкс}$. За швидкості польоту 90 км/год бортова антена при заданому T_P зсунеться на 0,75 мм. У такому разі обмеження за довжиною хвилі в радіодіапазоні становлять хвилі з тривалістю 1,5 мм, або максимальна частота для зазначеної геометрії становитиме 199,862 ГГц. Також доцільно привести аргумент про бортове застосування для проєктованої апаратури, тому для зменшення як габаритних розмірів так і ваги комплектуючих. Особливо це стосується хвилеводів і антен, чий вклад у сумарну вагу радару досить вагомий. Тому бажано обрати робочу частоту радіосигналу вище чим значно зменшити розміри хвилеводів до величини, обернено пропорційній довжині хвилі.

Якщо $T_{\max} = T_P = 30 \text{ мкс}$

$$|\Delta f_{\min}| = \frac{1}{30 \cdot 10^{-6}} = 33.3 \text{ кГц} \quad (3.3)$$

$$D_{\min} = \frac{c T_P}{4 \Delta F} |\Delta f_{\min}| = \frac{3 \cdot 10^8 \cdot 30 \cdot 10^{-6}}{4 \cdot 10^9} \cdot 33 \, 333 = 0.075 \text{ м} \quad (3.4)$$

За ідеальних умов мінімальна роздільна здатність по дальності теоретично становитиме $D_{\min} = 7.5 \text{ см}$.

Проаналізувавши спектр поглинання радіохвиль в атмосфері в діапазоні до 1 ТГц, можна зробити висновок, що частотні діапазони К, Q, U, V є малопридатними для використання в активних радіотехнічних системах через значні втрати потужності, спричинені поглинанням атмосферою, зокрема лініями резонансного поглинання водяної пари та кисню рис 3.2. Наприклад, у діапазонах 22–30 ГГц, 60–70 ГГц, 118–183 ГГц та вище 300 ГГц спостерігаються інтенсивні піки ослаблення, які досягають понад 10 дБ/км навіть у стандартній атмосфері (при $p=1013.25 \text{ гПа}$, $T=15 \text{ °C}$, $\rho_{H_2O}=7.5 \text{ г/м}^3$).

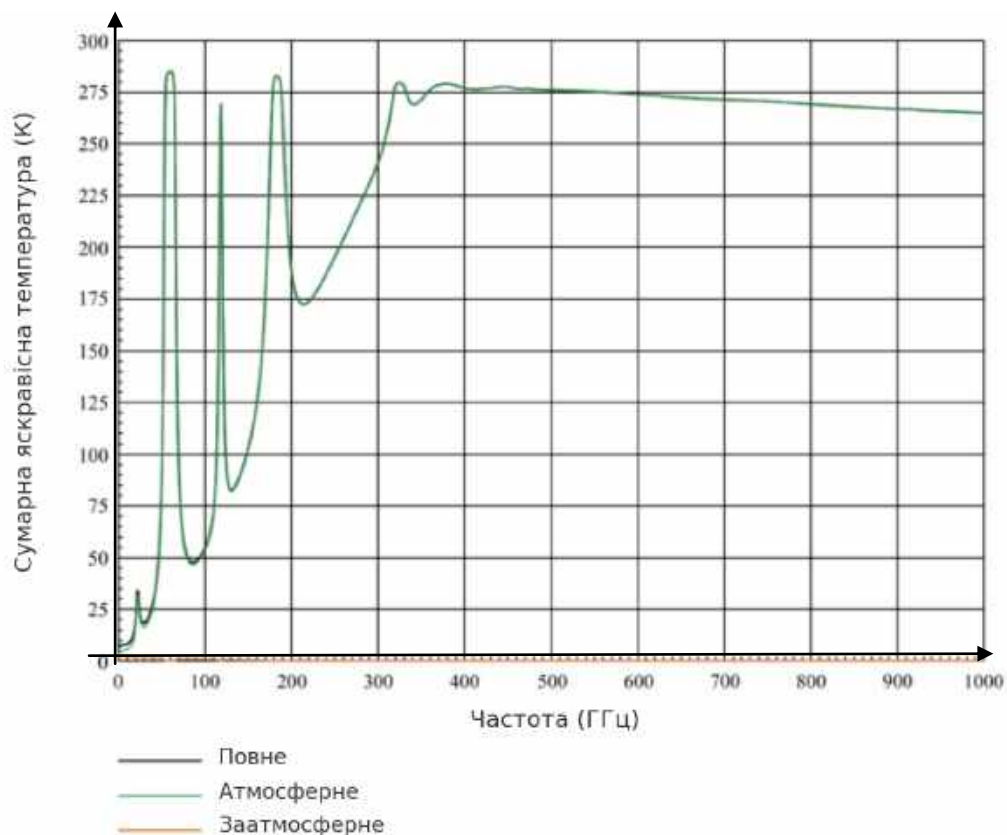


Рисунок 3.2 – Сумарна яскравісна температура низхідного мікрохвильового випромінювання

Частотні діапазони L, S, C, X, Ku, Ka, W, D забезпечують відносно низький рівень поглинання та дозволяють розміщення апаратури як на наземних, так і на повітряних платформах із помірною компенсацією втрат потужності за рахунок підсилення або застосування вузькоспрямованих антен. Крім того, необхідно забезпечити лінійність зміни частоти, що надійно реалізується в межах приблизно 10% від загального діапазону довжин хвиль у відповідних частотних діапазонах. У межах якого потрібно зберегти стабільність характеристик тракту НВЧ-каналів: зокрема, загасання та коефіцієнт стоячої хвилі (КСХ) котрі мають залишатись мінімальними та практично незмінними.

Варто зазначити, що коли ширина смуги перевищує 1% відносно центральної частоти, вимірювальну систему можна класифікувати як широкосмугову. Такі системи вирізняються підвищеними точністю та роздільною здатністю, проте вимагають складніших рішень щодо налаштування та узгодження елементів тракту.

Доцільно проаналізувати технічні, комерційно доступні ГКН із ФАПЧ на їх здатність до формування ЛЧМ сигналу величиною в 1 ГГц за прийнятний відносно розрахунків період часу.

Таблиця 3.2 – Технічні характеристики комерційно доступних модулів для формування ЛЧМ сигналу величиною 1 ГГц для різних діапазонів частот

Діапазон	ГКН	ФАПЧ	f_{PFD} , МГц	Вихідний діапазон, ГГц	ЛЧМ функції
L	MAX2121	ADF 4159	100	до 13	вбудовані
S	PE2V007	ADF 4159	100	до 13	вбудовані
C	ZX95-4215	ADF 4159	100	до 13	вбудовані
X	HMC431	ADF 4159	100	до 13	вбудовані
Ku	HMC8074LP6	LMX2594	300	0.01-15	р.керування

Ka	HMC8074LP6	ADMV4530	200	27-31	р.керування
----	------------	----------	-----	-------	-------------

Серед діапазонів W, D та інших частотних діапазонів не вдалося знайти комерційно доступних реалізацій ГКН та ФАПЧ, здатних формувати неперервний ЛЧМ сигнал. У наявності – лише синтезатори з фіксованою частотою.

Що стосується інших перспективних діапазонів, технічний аналіз показує можливість генерації смуги шириною 1 ГГц у межах кожного з них за допомогою ГКН. Водночас, при розгляді наявних ФАПЧ, які мають забезпечувати фазову стабілізацію сигналу та плавне керування напругою ГКН, виявляється проблема, пов'язана з недостатньою швидкістю системи перебудови в умовах генерації ЛЧМ-сигналу шириною 1 ГГц. Для подальших розрахунків припускаємо, що для забезпечення достатньої плавності ЛЧМ-смуги необхідно формувати сигнал з частотним кроком 50 кГц, значення наближене до теоретичного розрахунку і зручне з точки зору апаратної реалізації у доступних ФАПЧ. Вище значення призведе до високої неоднорідності у частотному профілі сигналу і як наслідок спотвориться радіозображення.

$$N = \frac{1\text{ГГц}}{50\text{кГц}} = 20000 \quad (3.5)$$

де N – це кількість кроків

Тепер орієнтуючись на технічну характеристику f_{PFD} – частота роботи фазового детектора у схемі ФАПЧ. Саме цей блок порівнює опорний сигнал із зворотнім, та формує відповідний сигнал для інтерполятора щоб керувати рівнем напруги на вході ГКН. Розрахуємо час для формування кожного окремого кроку T_{step} , кожного із наявних ФАПЧ, після чого визначимо час усього періоду модуляції T_P . Для ADF 4159:

$$T_{step} = \frac{1}{f_{PFD}} = \frac{1}{100\text{МГц}} \approx 10\text{нс}$$

$$T_P = N \cdot T_{step} = 200\mu\text{с}$$
(3.6)

Для LMX2594:

$$T_{step} = \frac{1}{f_{PFD}} = \frac{1}{300\text{МГц}} \approx 3.33\text{нс}$$

$$T_P = N \cdot T_{step} = 66,6\mu\text{с}$$
(3.7)

Для ADMV453:

$$T_{step} = \frac{1}{f_{PFD}} = \frac{1}{200\text{МГц}} \approx 5\text{нс}$$

$$T_P = N \cdot T_{step} = 100\mu\text{с}$$
(3.8)

Як видно з розрахунку навіть сучасні мікросхеми ФАПЧ із підтримкою FMCW, такі як ADF4159 або LMX2594, при формуванні ЛЧМ-сигналу зі смугою 1 ГГц не здатні забезпечити бажану тривалість періоду модуляції $T_P = 30\text{мкс}$ (). Практично досяжна тривалість побудови ЛЧМ перевищує теоретично бажану щонайменше вдвічі, це обумовлено обмеженнями частоти фазового детектора, та кроком частоти.

Для вирішення проблеми застосуємо розповсюджений інженерний підхід, заснований на принципі поетапного формування широкосмугового сигналу. На першому етапі здійснюється генерація ЛЧМ-сигналу з обмеженою смугою частот, наприклад 100 МГц, що дозволяє зменшити час формування у 10 разів при збереженні точного кроку частоти. На другому етапі цей сигнал подається на частотний помножувач із коефіцієнтом 10 або більше, внаслідок чого на виході формується спектр у W-діапазоні з розширеною смугою до 1 ГГц або більше.

Проте якщо згенерувати обмежену смугу частот у 100 МГц тим самим збільшити швидкість генерації ЛЧМ у 10 разів після чого збільшити сигнал за допомогою помножувача більш ніж у 10 разів, і у W діапазоні буде отримано стабільну, із запасом, смугу частот в 1 ГГц згенеровану за бажаний період $T_P = 30 \text{ мкс}$, а за необхідності і швидше без суттєвого ускладнення апаратної реалізації.

Орієнтуючись на ефективність швидкодії і точності за технічними параметрами ФАПЧ у W та D діапазонах [A W-Band Phase-Locked Loop for Millimeter-Wave Applications, Design of a Dual W- and D-Band PLL], що наведені у табл 3.3 критичної переваги одного із високочастотних діапазонів над іншим немає з точки зору побудови неперервної хвилі ЛЧМ радіосистем.

Таблиця 3.3 – Технічні характеристики НВЧ ФАПЧ із наукових робіт

Діапазон	Тип ФАПЧ	Коефіцієнт перебудови	Час на 1 крок	Вихідна потужність	Керування частотою
W	Integer-N	~2.5 ГГц/V	50 нс	+6 dBm	аналогове
D	Integer-N	~2.5 ГГц/V	117 нс	+12 dBm	аналогове

З огляду на зазначене, а також беручи до уваги обмеження на габарити й енергетичні параметри апаратури, доцільно орієнтуватися на так звані "вікна прозорості" атмосфери, в яких загальне ослаблення є мінімальним. Найбільш перспективними з них для практичного використання в міліметровому та субміліметровому діапазонах є інтервали W, D діапазонів.

Реалізація елементної бази відповідно до структурної схеми на рис. 2.6 є неможливою в межах комерційно доступної пропозиції через відсутність підприємств, здатних виготовляти компоненти для D частотного діапазону. Найближчим за доступністю для реалізації є W-діапазон (75–110 ГГц), для якого українські компанії зокрема "Оріон", "Сатурн", Sinco здатні надати компоненти.

Окрім того, міжнародний ринок пропонує широкий спектр елементної бази від провідних компаній, таких як Mi-Wave, Eravant, EverythingRF, MACOM, Qorvo, OMMIC, VDI, Sivers, QuinStar, Anritsu та інших. Ці виробники забезпечують як активні, так і пасивні компоненти, включаючи модулятори, змішувачі, підсилювачі, джерела сигналів і ФАПЧ. Проте вартість закордонних компонентів, а також експортні обмеження значно ускладнюють їх застосування.

Таким чином, з огляду на наявність елементної бази, логістичну досяжність та потребу технічно оптимального рішення, доцільним є виконання поставленого завдання саме в межах W-діапазону, із застосуванням виробничих спроможностей України. Додатковою перевагою міліметрового діапазону є зменшення впливу багатопроменевості, розмиття зображення та паразитних відбиттів. У якості центральної робочої частоти обрано величину 92.5 ГГц.

Для значного збільшення робочої частоти у 13-16 разів та досягнення довжини хвиль 3 мм розглянуто помножувачі частоти на основі лавинних діодів. Даний тип діодів демонструє високу ефективність у генерації високочастотних сигналів у міліметровому діапазоні, що робить їх придатними для застосування у складних радіотехнічних системах як складова передавального каналу W –діапазону, а також у якості гетеродина для радарів з лінійною частотною модуляцією

Принцип дії помножувача частоти ґрунтується на використанні нелінійних властивостей лавинного діода, який забезпечує генерацію високих гармонік. Ключовими параметрами, що впливають на ефективність перетворення частоти, є величина електричного поля у діоді, рівень інжекції носіїв заряду та коефіцієнт іонізації. При подачі вхідного ВЧ-сигналу на діод відбувається модуляція електричного поля, що призводить до формування імпульсного струму з багаточастотним спектром. Подальше виділення потрібної гармоніки здійснюється за допомогою смугового фільтру. Залежність вихідної потужності лавинного діодного помножувача частоти у W-діапазоні має виражену нелінійну характеристику, що зумовлена фізичними

властивостями лавинного пробою та особливостями узгодження коливальних контурів на виході.

Таблиця 3.4 – Залежність потужності ЛПД від обраної гармоніки

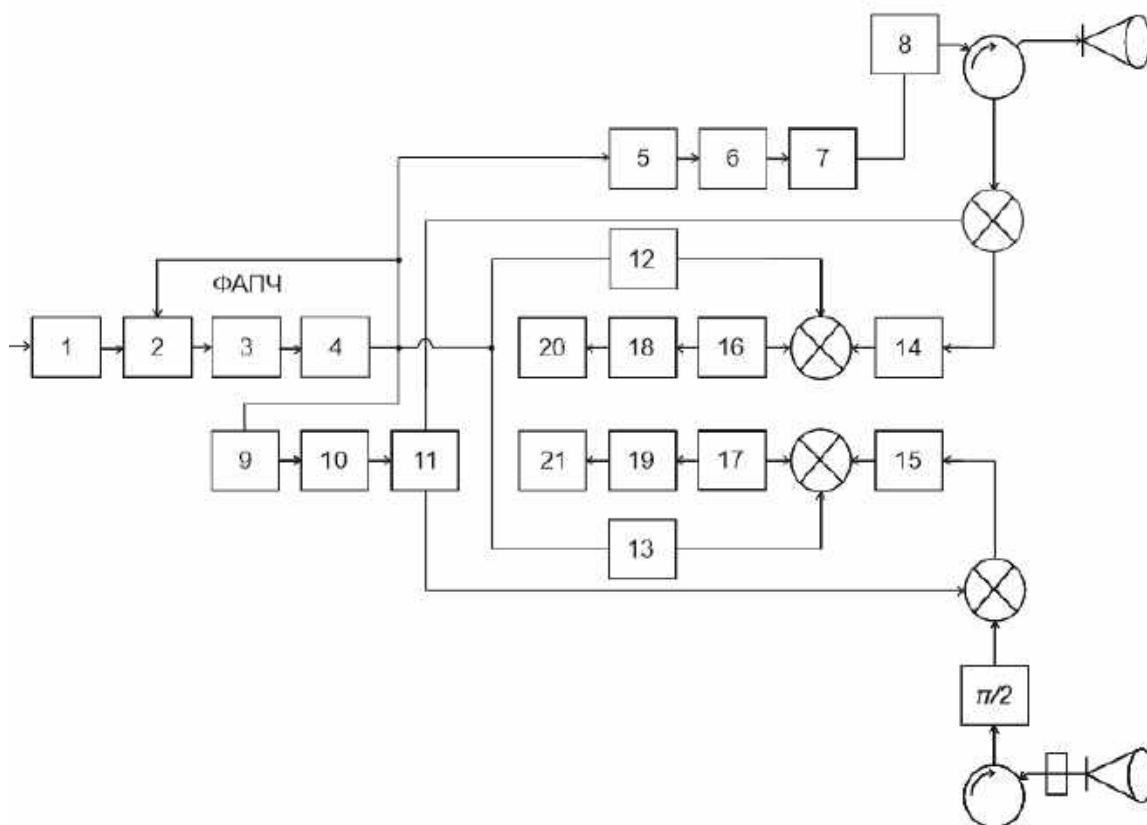
Вхідна частота	Коеф. множення	Вхідна потужність	Вихідна потужність	Втрати на виході
5.9 ГГц	×16	29.5 dBm	3 dBm	26.5 dB
6.3 ГГц	×15	26 dBm	7 dBm	19 dB
6.75 ГГц	×14	31 dBm	3.2 dBm	27.8 dB
7.27 ГГц	×13	26.5 dBm	6.2 dBm	20.3 dB

Експериментальні дані показують [49], що при множенні частоти на 15 із вхідною частотою 6.3 ГГц, вихідна потужність досягає максимуму – 7 dBm, що відповідає найменшим втратам перетворення на рівні 19 dB. Водночас при множенні на 14 або 16 вихідна потужність знижується до 3.2 та 3 dBm відповідно, а втрати зростають до 27.8 та 26.5 dB. Така поведінка пояснюється тим, що лише на певних гармоніках забезпечується оптимальне узгодження резонансної структури помножувача, а також максимальна ефективність лавинного процесу, який залежить від локального електричного поля, і частоти збудження.

Таким чином наступним кроком постає підбір генератора управляемого напругою (ГКН) для генерації сигналу частотою 6.0 – 6.3 ГГц, подальший розрахунок параметрів для ФАПЧ, і загалом елементної бази, здатної забезпечити стабільну генерацію ЛЧМ сигналу в міліметровому діапазоні частот. У подальшому розділі виконано технічний огляд компонентів, які можуть бути використані для побудови передавального тракту РЛС НВЧ з робочою частотою 92.5 ГГц.

3.2 Опис елементної бази радару у W діапазоні хвиль

Грунтуючись на результатах теоретичних досліджень та розрахунках побудови концепції РСА з безперервним ЛЧМ сигналом наведених відповідно у попередніх розділах. Пропонується реалізувати радар із структурною схемою зображеною на рис 3.3.



- 1 – програматор;
- 2 – фазовий детектор;
- 3,6,9,12-15 – підсилювач;
- 4 – генератор керований напругою;
- 6 – ЛПД помножувач $\times 15$;
- 7 – смуговий фільтр 92.5ГГц;
- 8 – вентиль;
- 10 – ЛПД помножувач $\times 14$;
- 11 – смуговий фільтр 86.4ГГц;
- 16,17 – фільтр нижніх частот;
- 18,19 – аналого цифровий перетворювач;
- 20,21 – персональний комп'ютер.

Рисунок 3.3 – Структурна схема ЛЧМ радару

В основу радару постане аналоговий метод формування ЛЧМ сигналу із подальшим нарощенням частоти та виділенням відповідної гармоніки сигналу у діапазоні 92 – 93 ГГц для досягнення стабільної девіації частоти 1 ГГц із номінальною потужністю після фільтрації 12-15 мВт. При цьому як зазначалось раніше аналоговий метод здатний призвести до високоякісних результатів при забезпеченні відповідної точності керування частотою і якісним схемам стабілізації частоти. Що дозволяє констатувати критичну залежність результатів від швидкодії елементної бази НВЧ. Необхідність контролю здатності компонентів радару ефективно працювати у зазначених робочих діапазонах сигналу, контролю рівня живлення елементної бази для стабільної експлуатації. Необхідно також забезпечити високошвидкісне багатоканальне цифрове оброблення отриманого радіолокаційного сигналу.

Згідно загальної структури до неї необхідні наступні компоненти НВЧ для міліметрового діапазону радіохвиль:

- фазообертач НВЧ сигналу міліметрового діапазону;
- щілинний міст;
- хвильоводний циркулятор;
- поляризаційний модулятор;
- передавач (генератор НВЧ безперервних сигналів та підсилювач потужності);
- гетеродин (14 - та гармоніка безперервного НВЧ сигналу);
- приймач НВЧ сигналу (малешумливий підсилювач та змішувач).

3.2.1 Тракт передачі з ГКН і активним множителем частоти у 15 разів

Основою побудованої РЛС служить модуль помножувача частоти на базі лавинно-пролентного діода із ГКН виробництва НДІ "Оріон". Також у цей модуль входить відгалужувач і підсилювач. ГКН побудовано на основі

мікросхеми НМС431, що є монолітним інтегральним генератором на основі гетероперехідних біполярних транзисторів (HBT) InGaP/GaAs, що працює в діапазоні 5.5 – 6.3 ГГц рис 3.4. Вона містить вбудований резонатор, для керування частотою та буферний підсилювач, що забезпечує вихідну потужність до 1.58мВт, подальше підсилення дозволяє досягти значень 15мВт, завдяки чому мікросхема придатна для застосування у високоточних РЛС.

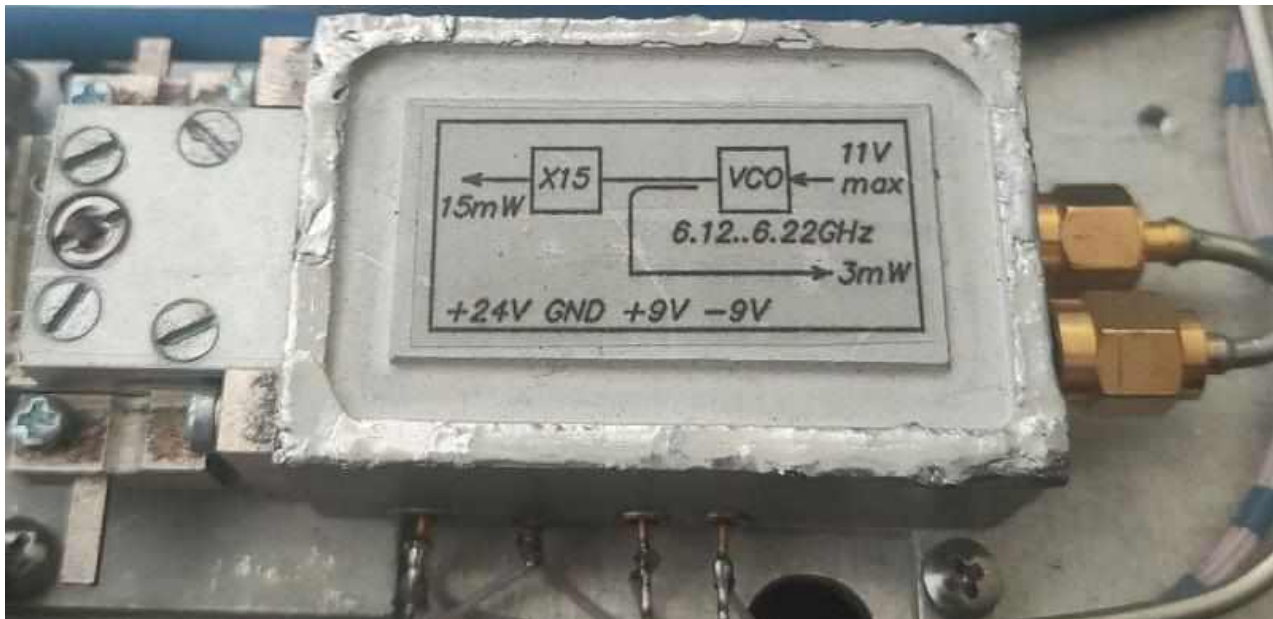


Рисунок 3.4 – Модуль із ГКН, відгалужувача і ЛПД помножувача частоти

Діапазон налаштування частоти здійснюється зміною керуючої напруги (0–10 В), що забезпечує високу керованість вихідного сигналу. Компактне виконання у корпусі QFN 4×4 мм сприяє інтеграції мікросхеми в сучасні НВЧ модулі без додаткових зовнішніх резонаторів.

Таблиця 3.5 – Параметри ГКН на основі мікросхеми НМС431

№ з/п	Назва параметра, одиниця вимірювання	Діапазон значень
1	Частотний діапазон, ГГц	5.5 – 6.3
2	Вихідна потужність, мВт	0.79 – 1.58
3	Напруга живлення, В	2.75 – 3.25
4	Робоча напруга керування, В	0 – 11

5	Струм живлення, мА	27
---	--------------------	----

ГКН, містить у собі змінний елемент налаштування, варікап, який змінює свою ємність залежно від вхідної напруги, чим створюється резонансний контур і генерується сигнал певного діапазон частот рис. 3.5.

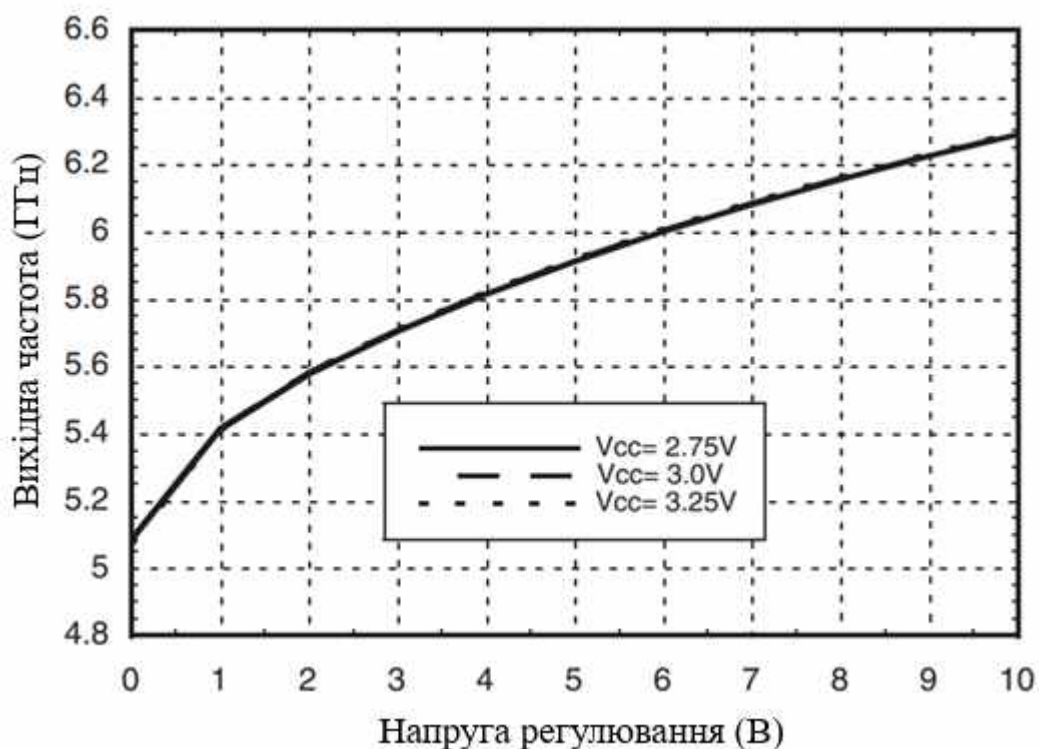


Рисунок 3.5 – Залежність вихідної частоти ГКН від напруги управління

Генерація вихідної частоти ГКН здійснюється шляхом дробово-цілого поділу частоти фазового детектора модуля фазового автопідлаштування частоти (ФАПЧ).

3.2.2 Система ФАПЧ для стабілізації та управління модуляції ГКН

Фазова автопідлаштовувальна система – ключовий елемент стабілізації та точного керування частотою в генераторі, керованому напругою (ГКН). Більш того, система забезпечує автоматичну синхронізацію фази вихідного сигналу з

опорною частотою, що є критично важливим для забезпечення високої роздільної здатності в ЛЧМ РСА.

Ця схема призначена для керування частотою, проте чутливим елементом цієї системи виступає фазовий детектор, котрий реагує на різницю фаз, сигналу за результатами чого формується скоригована керуюча напруга, яка подається на вхід ГКН для регулювання його частоти. На рисунку 3.6 наведено функціональну схему ФАПЧ, яка ілюструє принцип її роботи. Схема демонструє взаємодію основних складових блоків що фізично реалізовані на базі мікросхем:

- STM 32 – програматор системи, для задання початкового режиму роботи та контролю основних процесів системи у реальному часі;
- ADF 4159 що виконує функцію високої точності регулятора рівня напруги на вході ГКН, для чого мікросхема містить у собі трьох порядковий інтерполятор та фазовий детектор;
- HMC 431 що реалізує розглянутий у попередньому розділі ГКН.

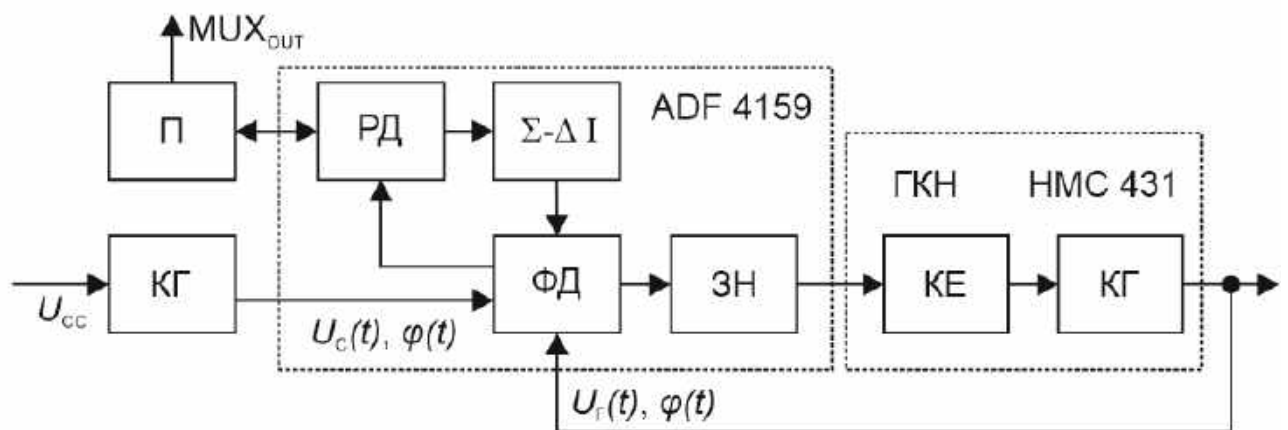


Рисунок 3.6 – Функціональна схема ФАПЧ

де П – програматор, РД – регістри даних, $\Sigma\text{-}\Delta\text{ I}$ – трьох порядковий інтерполятор, КГ – кварцовий генератор, ФД – фазовий детектор, ЗН – зарядний насос, KE – керуємий елемент, КГ – керуємий генератор.

Основною функцією, яку виконує система ФАПЧ, є виконання умови $\Delta\varphi(t) = \varphi_C(t) - \varphi_I(t)$ або $\varphi_I(t) \rightarrow \varphi_C(t)$. Тобто фаза коливань сигналу з ГКН, має відслідковуватись за значенням фази коливань опорного сигналу з кварцового генератора чим реалізовано стабілізацію фази сигналу.

Сигнал на виході фазового детектора можна розглядати як:

$$\begin{aligned} U_{ВІХ} &= U_{Cm} \cos(\omega_0 t + \varphi_C(t)) U_{Im} \cos(\omega_0 t + \varphi_I(t)) = \\ &= \frac{1}{2} U_{Cm} U_{Im} \{ \cos(\varphi_C(t) - \varphi_I(t)) + \cos(2\omega_0 t + \varphi_C(t) + \varphi_I(t)) \}. \end{aligned} \quad (3.9)$$

Високочастотне коливання частоти $2\omega_0$ пригнічується ФНЧ. Тому коливання з ФД приймає вигляд

$$U_{ФД}(\Delta\varphi) = \frac{1}{2} U_{Cm} U_{Im} \cos \Delta\varphi = f_{ФД} \quad (3.10)$$

Роль трьох порядкового інтерполятора полягає у реалізації здатності системи регулювати не просто десятки герц, герци, а навіть частки герца.

Для цього у мікросхемі ADF 4159 використовуються параметри INT, FRAC та лічильник R, які спільно дозволяють формувати вихідну частоту з точністю кратною або дробовій величині частоти з фазового детектора.

$$f_{ГКН} = \left(INT + \frac{FRAC}{2^{25}} \right) \times f_{ФД} \quad (3.11)$$

де INT – ціле число, що задає основний коефіцієнт ділення в схемі фазового синтезу;

$FRAC$ – дробова частина, для тонкого налаштування частоти;

$f_{ФД}$ – частота фазового детектора, яка визначається як опорна частота, поділена на коефіцієнт R.

$$\Delta f_{step} = f_{\Phi D} \times \frac{f_{DEV}}{2^{25}} = 46,700239 \text{ кГц} \quad (3.12)$$

Частотний крок Δf_{step} у мікросхемі ADF 4159 – це величина котра має визначити на скільки герц зміниться частота $f_{ГУН}$ при кожному кроці генерації смуги лінійно наростаючої частоти. Це значення розраховане на основі f_{DEV} що програмується у регістрі та частоти фазового детектора котрі містить ФАПЧ. Тим самим задано дискретність перебудови частоти протягом загального інтервалу наростання. Кожен крок Δf_{step} триває 0.02 мкс і прямо впливає на нахил частотної характеристики визначаючи швидкість смуги ЛЧМ у 30 мкс і точність формування ЛЧМ сигналу діапазоном у 70 МГц.

Фазовий детектор включає в себе елемент з фіксованої затримки, що задає ширину імпульсу протидії відхиленням. Котре зазвичай становить 1 нс. Імпульс гарантує відсутність мертвої зони в передавальній функції з ФАПЧ чим витримується постійний рівень опорного імпульсу.

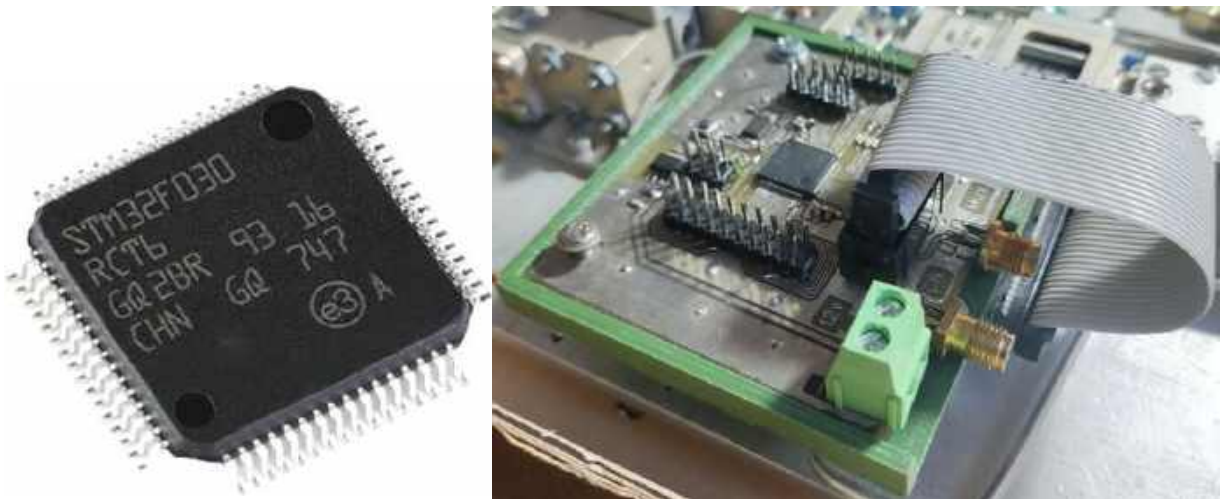


Рисунок 3.7 – Мікроконтролер STM32 для цифрового керування ФАПЧ

ADF4159 керується через інтерфейс SPI. STM32 рис. 3.7, маючи апаратну підтримку SPI, може конфігурувати ADF4159, записуючи в її регістри необхідні значення для встановлення параметрів роботи, таких як частота, тип модуляції, як пилоподібно наростаючу смугу частот.

Опосередковано відбувається ініціація управління та синхронізація процесів модуляції та генерації ЛЧМ-сигналів у ФАПЧ. Для цього залучено вбудовані у STM32 таймери та GPIO, що формують необхідні керуючі імпульси, які подаються на відповідні входи ADF4159.

Крім того реалізовано можливість моніторингу параметрів роботи ФАПЧ у реальному часі за рахунок зчитування значень статусних регістрів ADF4159.

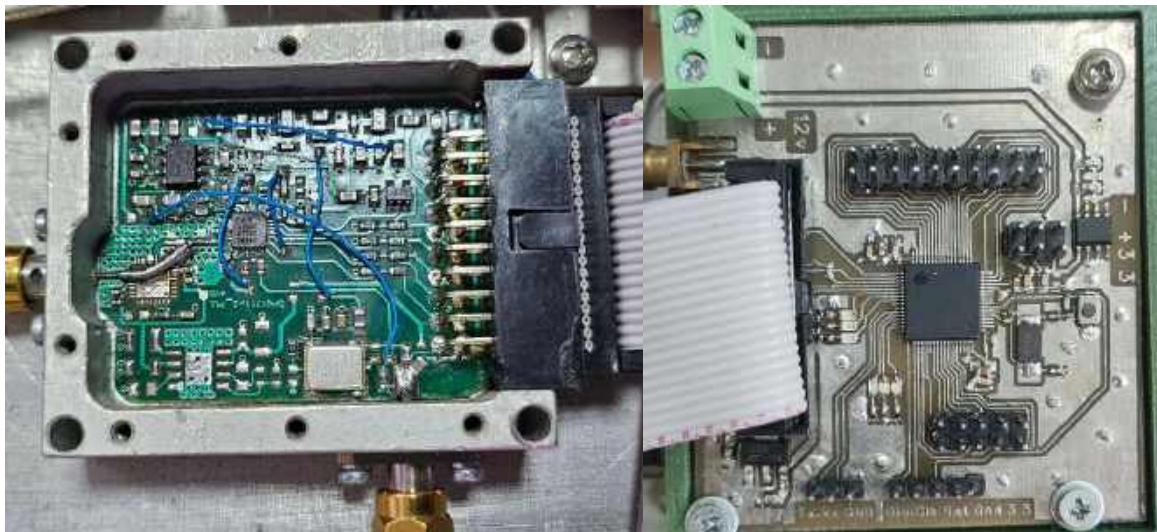


Рисунок 3.8 – Побудова схеми ФАПЧ

Моніторинг стану реалізується через вихід MUXout, таким чином дані виводяться напряму, без залучення SPI, в тому числі для швидкості виводу параметрів. Що значним чином спрощує застосування відносної нульової точки спостереження опорної ЛЧМ на етапі оброблення даних представленої РЛС.

3.2.3 Фільтр смуговий для виділення п'ятнадцятої гармоніки

Смуговий фільтр із діапазоном пропускання 91.5–93.7 ГГц встановлений у тракті передавача ЛЧМ радару безпосередньо після частотного помножувача рис 3.9. Основною функцією фільтра є виділення основної гармоніки випромінюваного сигналу та придушення небажаних бічних гармонік, які виникають у результаті нелінійності помноження.



Рисунок 3.9 – Смуговий фільтр для виділення 15-ї гармоніки у передавачі

Це дозволяє забезпечити спектральну чистоту переданого сигналу, знизити рівень паразитних випромінювань та покращити електромагнітну сумісність системи. Робоча смуга фільтра узгоджена з частотним діапазоном ЛЧМ-сигналу після множення, що гарантує мінімальні втрати корисної енергії.

3.2.4 Вентиль і циркулятор

Вентиль для послідовно – передавального тракту використовується у якості ізолятора для помножувача, зменшуючи ймовірність паразитного проникнення сигналу в зворотньому напрямку.



Рисунок 3.10 – Послідовно з'єднані вентиль і циркулятор

Вентилі у поєднанні із циркуляторами рис 3.10, реалізують ефективну розв'язку між передавачем і приймачем, що забезпечує захист чутливих елементів передавального тракту від перевантаження та запобігає самозбудженню передавача.

3.2.5 P-i-n діод у якості електричного ключа

Модулятор M343002 рис 3.11, призначений для використання як в апаратурі загального призначення, так і в бортовій апаратурі в діапазоні частот $F_0 = 80\text{--}150$ ГГц. Пристрій виконує роль електричного ключа, що має нормально закриті положення, та перед роботою має бути відкритий подачею на керуємий вхід напруги 3.3 вольт.



Рисунок 3.11 – Модулятор M343002

У випадку проектування ЛЧМ РСА даний модулятор призначений реалізувати додатковий контроль за передавальним трактом, що сприятиме подальшим дослідженням режимів роботи прототипу. Для простоти реалізації додаткового передавального тракту.

3.2.6 Рупорна антена

У якості антени для передачі і для прийому обрано рупорний тип антен рис 3.12, оскільки він забезпечує високу спрямованість, низький рівень бокових пелюсток та мінімальні втрати на узгодження.

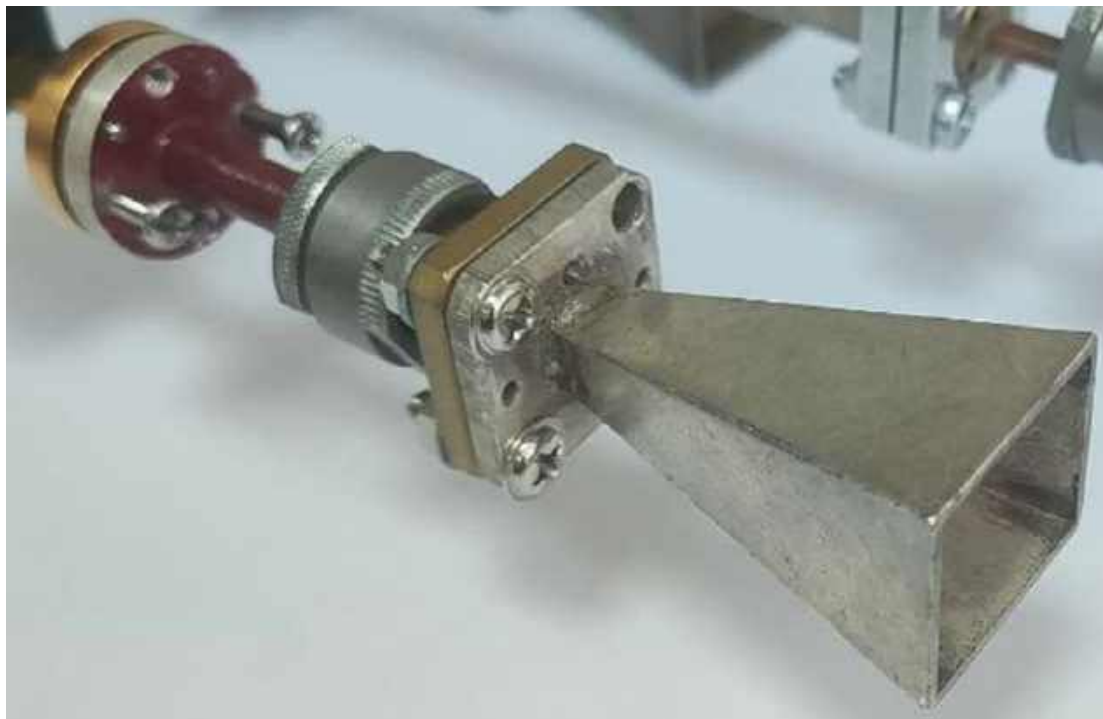


Рисунок 3.12 – Рупорна антена для роботи у 3 мм довжини хвиль

Її застосування обумовлено необхідністю забезпечити високий коефіцієнт спрямованості при малих габаритах рис 3.13, що є критичним для безпілотних літальних апаратів. Рупорна конструкція дозволяє ефективно узгоджувати випромінювач із вільним простором і мінімізує втрати при випромінюванні у міліметровому діапазоні.

Вибір матеріалу визначається не лише електрофізичними властивостями, а й технологічними можливостями виготовлення, вартісними обмеженнями та вимогами до механічної міцності конструкції в умовах експлуатації. Загалом представлена рупорна антена виступає як ефективний випромінювач та приймач для радару міліметрового діапазону

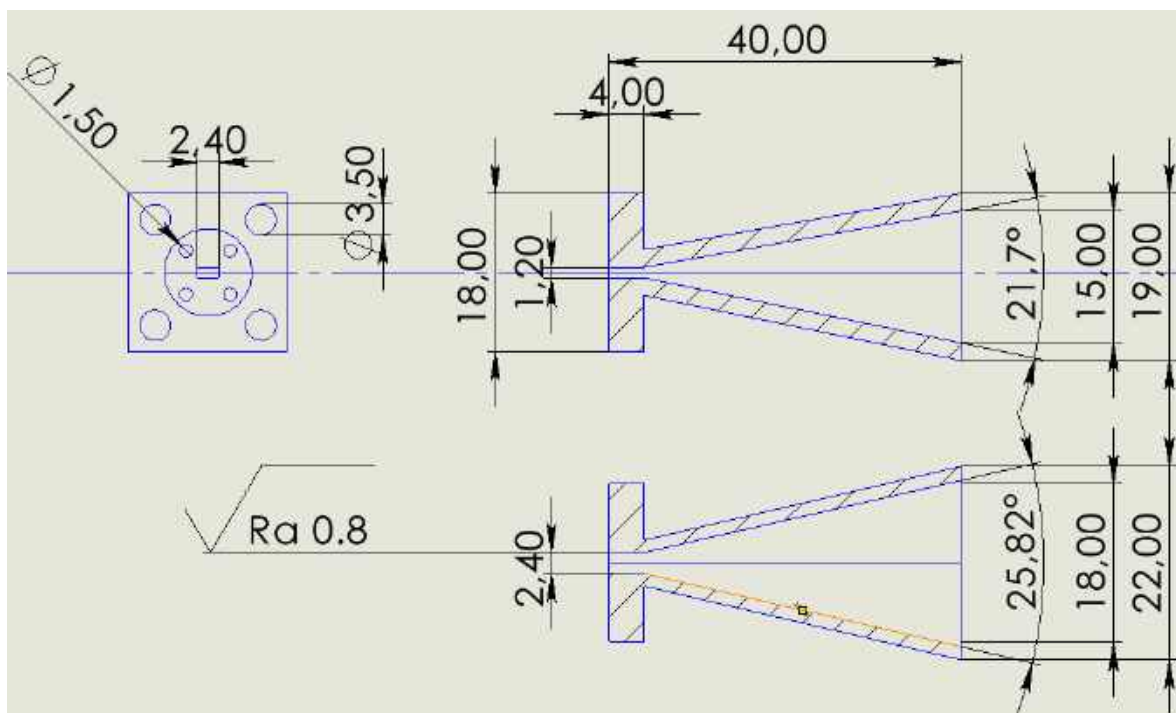


Рисунок 3.13 – Габаритні розміри рупора

Висока частота та широка смуга сигналу зумовлюють компактні розміри рупора при збереженні необхідної ширини діаграми спрямованості. Завдяки малій масі, така антена легко може бути інтегрована у склад бортової апаратури повітряного судна чи БПЛА, без критичного впливу на аеродинамічні характеристики. Рупорна антена забезпечує необхідні параметри просторової роздільної здатності РСА при збереженні простої конструкції та стабільної роботи на частоті 92.5 ГГц.

3.2.7 Підсилювач 6 ГГц

Низькошумний підсилювач рис 3.14 необхідний для посилення сигналів і мінімізації впливу шуму. Малошумні підсилювачі підсилюють слабкі сигнали, зберігаючи при цьому високе співвідношення сигнал/шум, покращуючи таким чином продуктивність передавача.

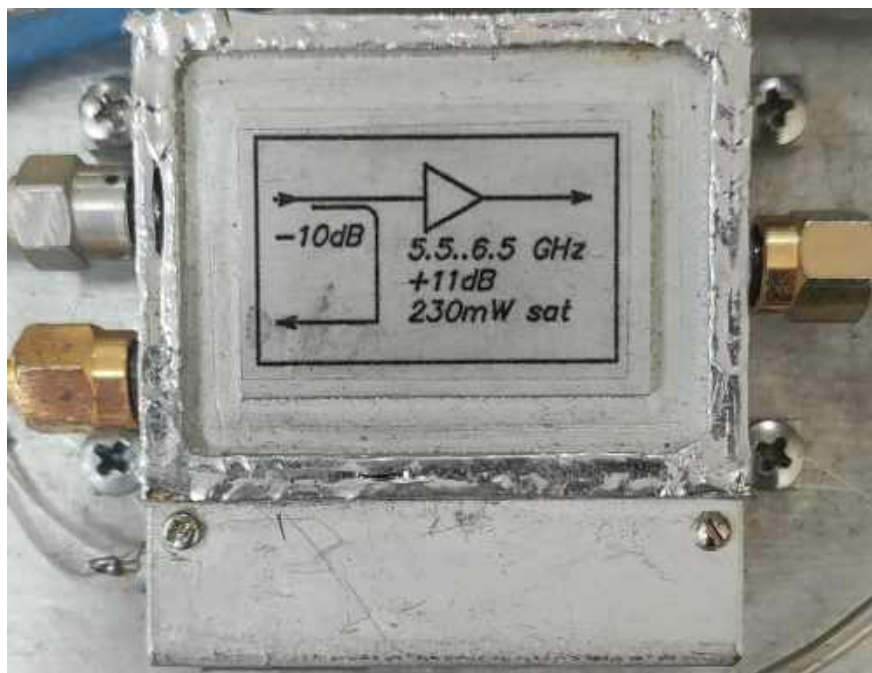


Рисунок 3.14 – Підсилювач 5.5 – 6.5 ГГц

Типовий діапазон робочих частот таких підсилювачів охоплює від кількох сотень МГц до десятків ГГц. Для досягнення стабільності та лінійності часто використовуються польові транзистори (HEMT або pHEMT) на основі арсеніду галію чи гетероструктур.

3.2.8 Транзисторний НВЧ подвоювач частоти

Транзисторний подвоювач частоти – це нелінійний НВЧ-пристрій, що перетворює ЛЧМ сигнал надаючи йому вдвічі вище значення частоти. У разі подачі сигналу 6.18 -6.22 ГГц, подвоювач формує компоненту на 12.24 – 12.44 ГГц відповідно, за рахунок нелінійних властивостей активного елемента – біполярного транзистора, який забезпечує ефективне генерування другої гармоніки без втрати потужності на виході. Важливою перевагою такого підходу є збереження структури ЛЧМ сигналу, що керується спільним опорним сигналом з виходу ГКН і не потребує додаткової корекції фазових характеристик.

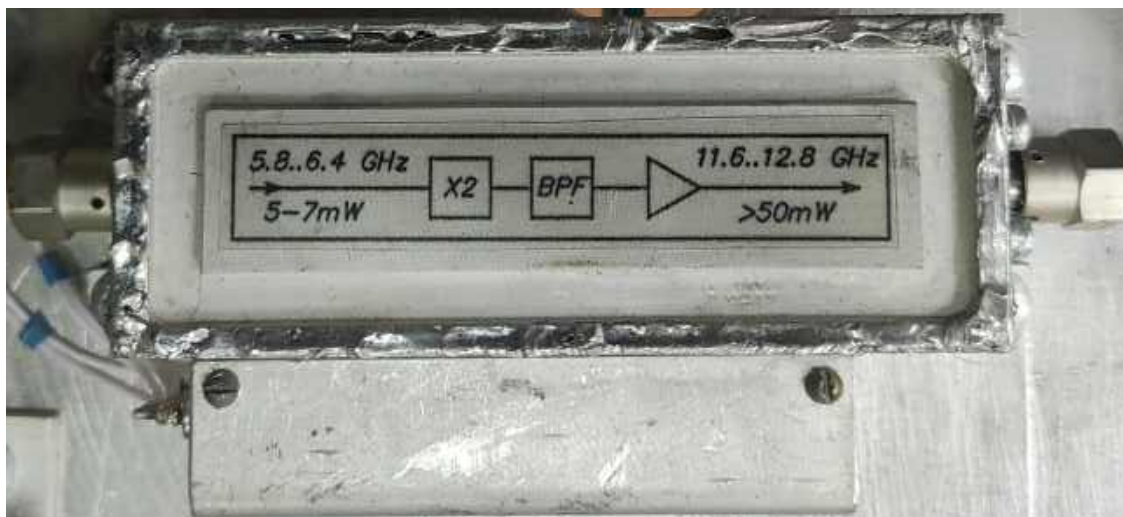


Рисунок 3.15 – Модуль подвоювача частоти, фільтра і підсилювача 5.8 – 6.4 ГГц,

Робота модуля рис 3.15, ґрунтується на викривленні форми сигналу та подальшій фільтрації небажаних гармонік за допомогою смугового фільтра. Для забезпечення ефективного перетворення необхідно узгодити вхід і вихід по імпедансу у 50 Ом. Перевагою активного, транзисторного подвоювача є вищий коефіцієнт підсилення і ширший робочий діапазон порівняно з пасивними схемами. Завдяки значенню коефіцієнта множника у поєднанні із ЛПД помножувачем дозволяє досягти 14-ї гармоніки для формування гетеродину.

3.2.9 Активний помножувач на ІМРАТТ-діодах як основа гетеродину

Високостабільний гетеродинний сигнал у ЛЧМ РЛС формується шляхом частотного множення сигналу отриманого на виході ГКН та відокремленого для цієї мети відгалужувачем. У тракті формування гетеродину важливо отримати сигнал у міліметровому діапазоні з високою спектральною чистотою нижчої за частотою величини. Помножувач із вибіркою 14-ї гармоніки дозволяє ефективно сформувати сигнал у цільовому діапазоні, необхідний для змішування з прийнятим сигналом.

Активний помножувальний модуль на діодах ІМРАТТ безперервної та імпульсної дії, М331003 рис 3.16, призначений для використання у НВЧ апаратурі з високошвидкісною передачею інформації, у діапазоні частот $f_0 = 80 - 150$ ГГц.

Рівень вихідної потужності 10–50 мВт при кратності перетворення частоти $N = 5 - 30$.



Рисунок 3.16 – Активний помножувач на ІМРАТТ-діодах М331003

Функціонально двокаскадний активний помножувальний модуль перетворює вхідний сигнал сантиметрового діапазону 5–15 ГГц у сигнал міліметрового діапазону 80–150 ГГц з високим коефіцієнтом перетворення без деградації фази вхідного сигналу. Складається з двох помножувачів $\times 2$, та $\times 7$ разів відповідно, для досягнення 14-ї гармоніки.

Така архітектура забезпечує розширення спектру до міліметрового діапазону без істотних втрат амплітудно-частотних та фазових параметрів. Застосування активних елементів у кожному каскаді дозволяє компенсувати втрати та зберігати необхідний рівень потужності вихідного сигналу що робить модуль придатним для використання у високочастотному тракті гетеродину.

Таблиця 3.6 – Параметри ГКН на основі мікросхеми НМС431

№	Параметр	Безперервний режим	Імпульсний режим
1	Діапазон центральних робочих вихідних частот, ГГц	80–150	80–150
2	Смуга робочих частот, ГГц, не більше	$F_{\text{вих}} \pm 5$	$F_{\text{вих}} \pm 2$
3	Вихідна потужність у діапазоні 80–110 ГГц, мВт	10–50	30–50
4	Вихідна потужність у діапазоні 110–150 ГГц, мВт	10–30	10–30
5	Тривалість імпульсу вихідного сигналу, нс, не менше	—	≥ 3
6	Скважність вихідного імпульсного сигналу, не менше	—	≥ 2
7	Діапазон частот сигналу синхронізації, ГГц	5–15	5–15
8	Потужність вхідного сигналу синхронізації, мВт	20	20
9	Коефіцієнт множення N	5–30	5–30
10	Придушення гармонік, дБ, не менше	–50	–50
11	Рівень негармонійних складових спектра, дБ, не більше	–90	–90
12	Тип вхідного роз'єму сигналу синхронізації	SMA	SMA
13	Тип приєднувальних хвильоводних фланців (за ГОСТ 13317–89 або UG-387/U)	ГОСТ 13317–89 або UG-387/U	ГОСТ 13317–89

У якості активних елементів у помножувачі частоти використовуються спеціальні корпусні кремнієві ІМРАТТ-діоди, виготовлені за технологією НДІ «Оріон». Діод працює в режимі лавинного пробою, в якому проходження

струму зумовлене нелінійною лавинною іонізацією, що забезпечує генерацію гармонік високого порядку та дозволяє реалізувати високий коефіцієнт кратності частотного перетворення. Окрім збільшення частоти гетеродинний тракт містить два транзисторні підсилювачі для підтримки необхідної потужності сигналу. Крім того на виході модуля встановлено вузькосмуговий фільтр для пригнічення найближчих гармонік на рівні не менше 40 дБ.

3.2.10 Щілинний міст з інтегрованою смуговою фільтрацією

З метою розділення гетеродинного сигналу для подальшого його змішування і виділення різницевої складової сигналу із сигналом прийнятим застосовано щілинний міст, як високостабільний дільник потужності рис 3.17. Застосування тришарової структури металізованих отворів на бічних стінках хвилеводу дозволило суттєво знизити втрати на витік сигналу. Крім того цим забезпечено кращу однорідність розподілу поля.

Високий рівень розв'язки між портами і симетрія геометричних розмірів дозволяє стабільно, без значних втрат передавати гетеродин на два канали.

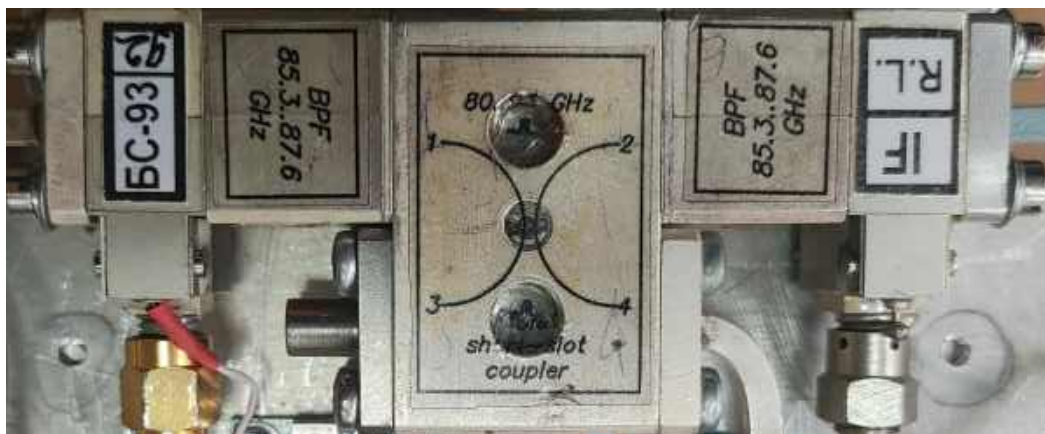


Рисунок 3.17 – Щілинний міст 80 – 93 ГГц

Наявний на вихідних портах щілинного моста смуговий фільтр із діапазоном пропускання 85.3–87.6 ГГц призначений для виділення корисної складової сигналу в межах заданої частоти та ефективного придушення гармонік та паразитних складових за її межами. Завдяки високій добротності та узгодженню із хвильоводним трактом, фільтр забезпечує низькі втрати в смузі пропускання (менше 2 дБ) та високий рівень загасання поза смугою >40 дБ. Його застосування після помножувача частоти в гетеродинному тракті, забезпечує стабільність спектральної селекції сигналу. Конструкція фільтра базується на резонансних порожнинах, адаптованих для роботи в W-діапазоні.

3.2.11 Фазове керування сигналом у приймальному тракті

Фазообертач типу 527W/387 рис. 3.18 призначений для роботи в W-діапазоні частот від 75 до 110 ГГц, виконує задачу регулювання фази сигналу в межах від 0 до 180 градусів. Його конструкція включає мікрометричний гвинт, що дозволяє точно налаштовувати фазу шляхом механічного зміщення внутрішніх елементів хвилеводу.

Хвилеводний інтерфейс WR-10 і фланець UG-387/U-Mod потребує хвилевід перехідник для сумісності із стандартними компонентами міліметрового діапазону. Внесені цим втрати становлять приблизно 0,5 дБ, що для даної РЛС є прийнятним загасанням сигналу в процесі фазового регулювання. Середня потужність, яку може обробляти фазообертач, досягає 0,6 Вт, що також відповідає поставленим вимогам.



Рисунок 3.18 – Фазообертач у діапазоні 75 – 110 ГГц

Необхідність повороту фази одного з каналів на 90° полягає у забезпеченні квазіортогональності двох зразків прийнятого сигналу чим забезпечити низький рівень взаємної кореляції, щоб вважатися майже незалежними у процесі оброблення.

Принцип роботи фазообертача базується на зміні довжини шляху поширення електромагнітної хвилі всередині хвилеводу через переміщення

діелектричного елемента або зміщення стінок хвилеводу. Фаза вихідного сигналу змінюється без значних втрат енергії.

3.2.12 Змішувач

Радіочастотний змішувач – це трипортовий пасивний або активний пристрій, який може модулювати або демодулювати сигнал з метою змінити частоту електромагнітного сигналу при збереженні фази і амплітуди вихідного сигналу.

На рис 3.19 показано три порти змішувача: f_{in1} і f_{in2} - це входні порти, а вихідний порт є сумою і різницею частот входних сигналів. У нашому випадку це має бути різниця прийнятого сигналу і опорного.

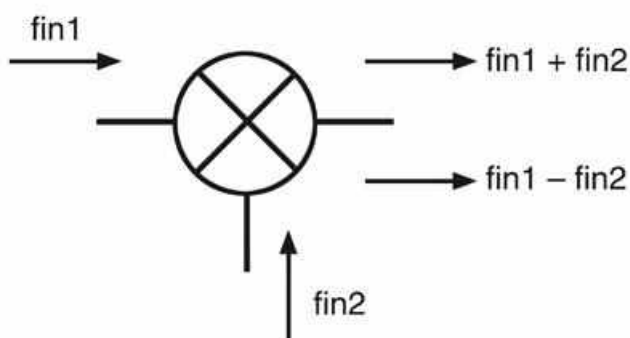


Рисунок 3.19 – Схематичне зображення змішувача

LTC5586 зображений на рис 3.20 є широкосмуговим, високопродуктивним подвійно збалансованим змішувачем, що підтримує знижувальне перетворення частоти. Пристрій має високу лінійність (до +25 дБм) здатність працювати із 6 ГГц сигналом.

Таблиця 3.7 – таблиця основних параметрів мікросхеми LTC5586

Робочий діапазон частот (RF/LO)	300 МГц – 6 ГГц
Ширина смуги ПЧ	1 ГГц
Живлення (VCC/VCCN)	4.75 – 5.25 В

Струм споживання	~440 мА
Конверсійне підсилення (макс.)	до 9.2 дБ / 900 МГц
Регулювання підсилення IF	8 ступенів, з кроком 1 дБ
DC Offset регулювання	± 75 мВ, з кроком 640 мкВ
Інтерфейс керування	SPI, цифрові регістри

Має вбудований широкосмуговий LO-буфер, тому LTC5586 працює при низькому рівні LO-сигналу (від 0 до +6 дБм), при цьому забезпечуючи відмінну ізоляцію LO від.



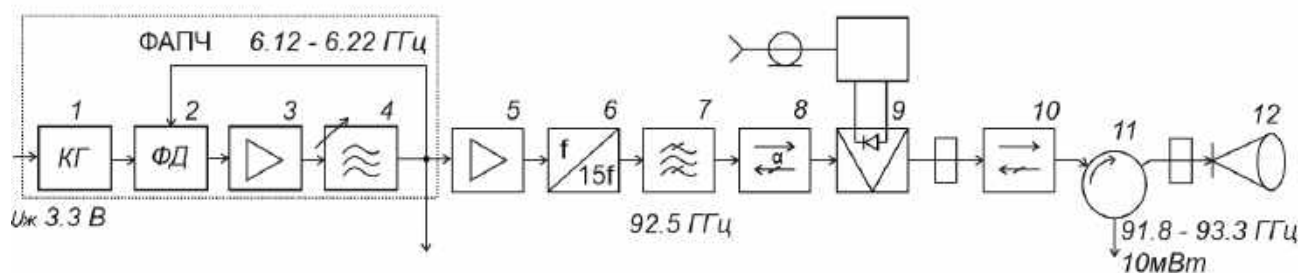
Рисунок 3.20 – Пасивний LTC5586 змішувач для понижувального перетворення

Висока ізоляція та низький рівень шуму дозволяють використовувати змішувач у приймальному тракті. Порти RF, LO та IF мають узгодження по імпедансу 50 Ом, що спрощує інтеграцію в ВЧ-тракт без потреби в зовнішньому узгоджуванні. Наявність внутрішнього IF-підсилювача з регульованим підсиленням дозволяє адаптувати мікшер до вимог тракту.

3.3 Розроблення функціональної схеми передавача радару

Передавач радару з ЛЧМ випромінюваним сигналом має формувати смугу наростаючих коливань із тривалістю не більше 30 мкс та максимально можливою при наявній елементній базі потужністю. Кварцовий генератор має

формувати сигнал опорної частоти при живленні 3,3 В і подавати його на вхід фазового детектора, де порівнюється сигнал зворотного зв'язку від ГКН у діапазоні 6,12–6,22 ГГц. Результат порівняння підсилюється та формує керуючу напругу для ГКН, забезпечуючи стабілізацію частоти в замкненому контурі ФАПЧ. Функціональну схему передавача наведено на рис. 3.21.



- 1 – кварцевий генератор;
- 2 – фазовий детектор;
- 3,5 – підсилювач;
- 4 – генератор керуємий напругою;
- 6 – лавинно прольотний діод як помножувач у 15 разів;
- 7 – смуговий фільтр 92.5 ГГц;
- 8,10 – вентиль;
- 9 – пін діод;
- 11 – циркулятор;
- 12 – рупорна антена.

Рисунок 3.21 – Схема електрична функціональна каналу передавача

Стабілізований ЛЧМ сигнал 6,12–6,22 ГГц, підсилюється та надходить на ЛПД, де сигнал збільшує частоту у 15 разів. Смуговий фільтр пропускає 92,5 ГГц чим відсікає суміжні гармоніки. Вентиль блокує зворотне проходження, а ПІН-діод виконує функцію електронного ключа. Електромагнітний сигнал проходить через циркулятор і випромінюється в простір через рупорну антену як ЛЧМ-коливання у діапазоні 91,8–93,3 ГГц та потужністю до 10 мВт.

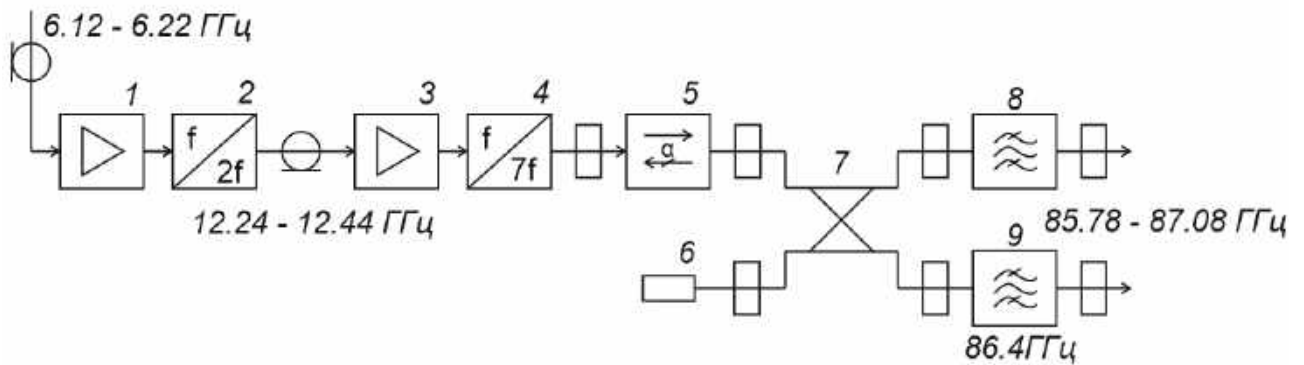
3.4 Розроблення функціональної схеми гетеродину радару

Блок приймача радару, зокрема НВЧ змішувачі зображені на схемі рис. 3.21 потребують гетеродинний сигнал, відповідно постає потреба у розробці каналу гетеродинного сигналу, функціональну схему якого наведено на рис. 3.22.

Через розгалуджувач береться синхронізуючий сигнал від ГКН з каналу передавача. Даний сигнал має збільшити свою частоту до 14-ї гармоніки для виділення у схемі приймача проміжної частоти (ПЧ), що дорівнюватиме за частотою поточній частоті ГКН (проте міститиме фазовий зсув, як інформаційну складову).

Для додаткового придушення непарних гармонік збільшення частоти відбудуватиметься у 2 етапи. Спочатку за допомогою транзисторного помножувача частоти (2) виділяється 2-а гармоніка на частотах 12,24-12,44 ГГц, а потім на помножувачі (4) на базі ЛПД виділяється 7-а гармоніка.

Щілинний міст (7) виконує функцію симетричного розподілу гетеродинної потужності між двома змішувачами, забезпечуючи їх рівномірне живлення. Як гарантію стабільної роботи моста перед ним імплементовано вентиль (5), який виконує функцію узгодження та запобігає виникненню паразитних зворотних зв'язків. Крім основного призначення, у вигляді відсікання небажаних гармонік, фільтри (8) і (9) також виконують ізолюючу функцію, перешкоджаючи проникненню сигналу від одного змішувача до іншого. Конфігурація дозволяє зберігати стабільність режиму роботи кожного змішувача, мінімізуючи взаємні перешкоди та фазові спотворення в каналах змішування.



- 1,3 – НВЧ підсилювачі;
- 2 – транзисторний подвоювач частоти;
- 4 – ЛПД помножувач у 7 разів;
- 5 – вентиль;
- 6 – узгоджене навантаження;
- 7 – щілинний міст;
- 8,9 – смуговий фільтр 92.5ГГц;

Рисунок 3.22 – Схема електрична функціональна блоку гетеродину

3.5 Розроблення функціональної схеми приймача радару

Схема приймача рис 3.24, котрий має отримати сигнал із антени (12) зображеної на рис 3.22 через циркулятор (11) надходить на змішувач (14), де змішується з опорним сигналом 14 її гармоніки отриманої з гетеродину описаного попередньо.

На виході змішувача формується сигнал проміжної частоти (ПЧ) у діапазоні 6.12–6.22 ГГц, і проходить другий етап змішування із підсиленим сигналом з виходу ГКН, що було відгалуджено зі схеми передавача на рис 3.21. Отриманий результат значно меншої за проміжну частоту величини став зручним для оброблення.

Результат оброблення забезпечує векторну демодуляцію прийнятого ЛЧМ-сигналу для подальшого оброблення зображення в РСА.

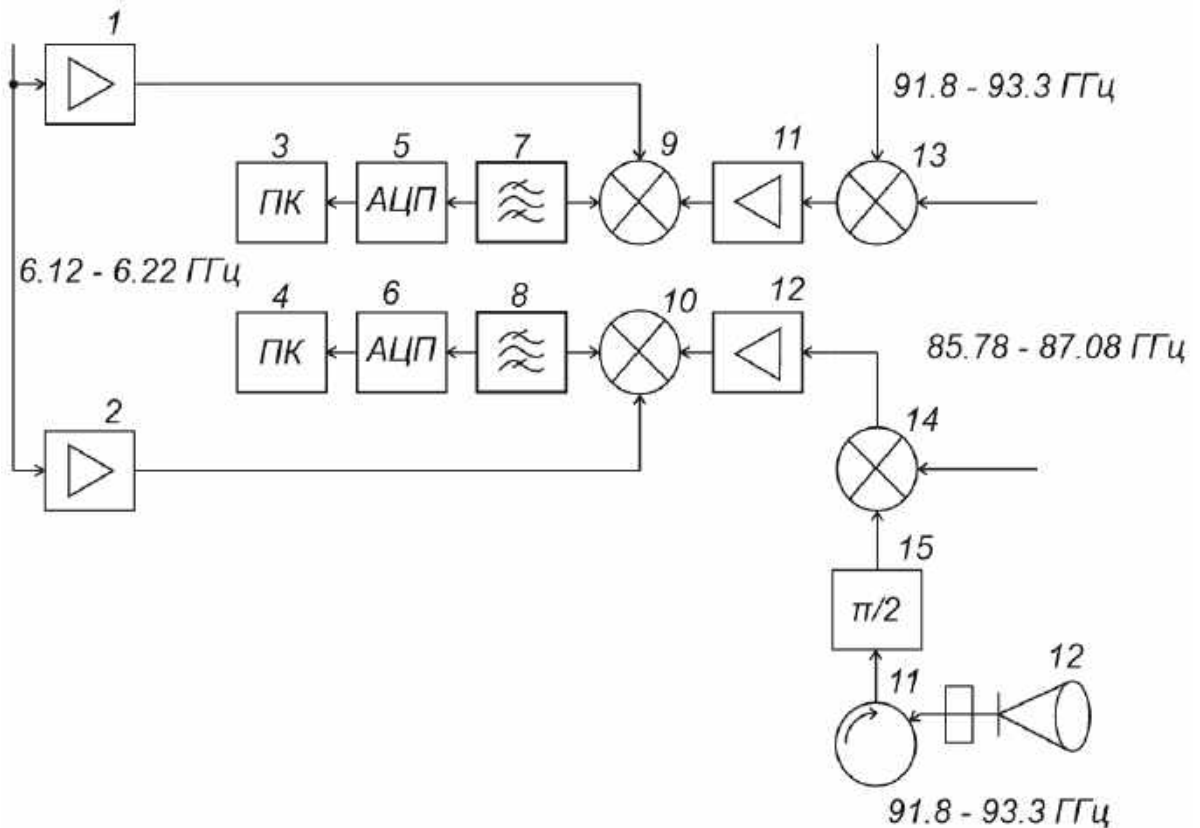


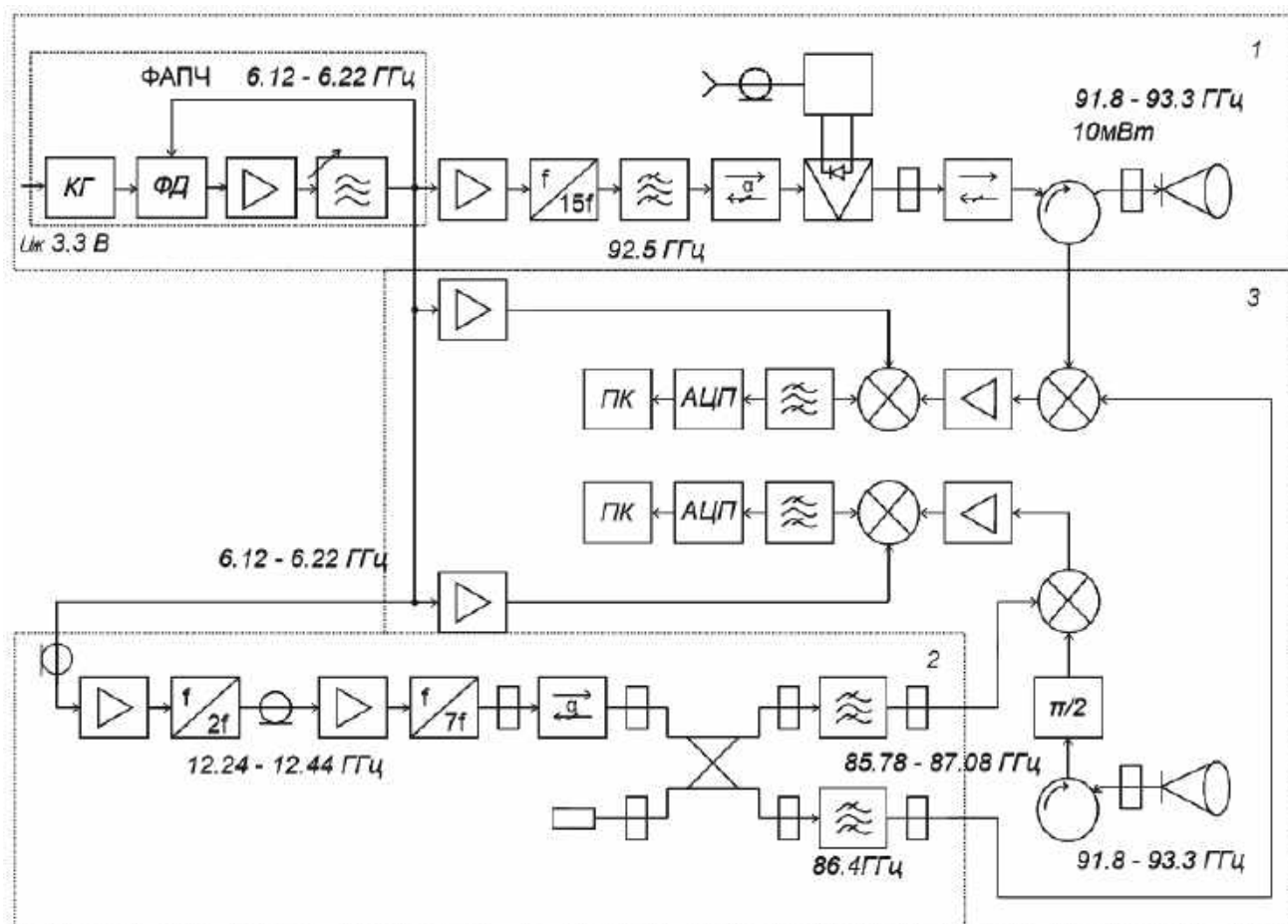
Рисунок 3.24 – Схема електрична функціональна каналу блоку приймача

У кожному каналі сигнал проходить фільтрацію для усунення бічних гармонік, в тому числі результату додатнього змішування. Сигнал оцифровується через аналого-цифровий перетворювач (5, 6). І на цьому етапі отримані цифрові сигнали обробляються у двох каналах для формування I та Q компонент адже один канал проходить фазовий зсув на $\pi/2$ у блоці фазообертача (15).

3.6 Загальна функціональна схема макету ЛЧМ радару

На рисунку 3.25 наведено структурну схему міліметрової радіолокаційної системи з цифровим обробленням сигналів, яка включає в себе підсистеми передавача, гетеродинного тракту та приймача. Система функціонує в діапазоні

91.8–93.3 ГГц із використанням фазової автопідлаштувальної системи (ФАПЧ) для формування стабільного ЛЧМ сигналу.



1 – передавач; 2 – гетеродин; 3 – приймач.

Рисунок 3.25 – Схема електрична функціональна прототипу ЛЧМ радару

Формування ЛЧМ сигналу у передавачі (поз. 1) здійснюється за допомогою генератора, керованого напругою, у діапазоні 6.12–6.22 ГГц. Сигнал стабілізується ФАПЧ, підсилюється, множиться до 92.5 ГГц ($\times 15$) і змішується з опорним сигналом для отримання робочого діапазону 91.8–93.3 ГГц. Після підсилення потужності сигнал випромінюється через антену з рівнем потужності до 10 мВт.

Для формування гетеродинного сигналу (поз. 2) використовується незалежний тракт на основі сигналу 12.24–12.44 ГГц, який проходить через подвоювач та множник $\times 7$. Сигнал подається на перемикач із подальшою

селекцією в фільтрах: один канал — опорний (86.4 ГГц), інший — робочий (85.78–87.08 ГГц), які забезпечують живлення змішувачів у приймальному тракті.

Прийнятий сигнал із антени через циркулятор надходить на змішувач, де понижується до проміжної частоти (6.12–6.22 ГГц). Після підсилення сигнал паралельно надходить на два канали, де виконується оцифровування за допомогою АЦП. Один із каналів містить фазовий зсув $\pi/2$, що дозволяє отримати I та Q компоненти сигналу для векторного оброблення. Таким чином приймач (поз. 3) імплементовано до загальної схеми РЛС.

Фізична реалізація представленої схеми із залученням оглянутої елементної бази та складових НВЧ модулів у вигляді прототипу ЛЧМ радару представлено на рис 3.26

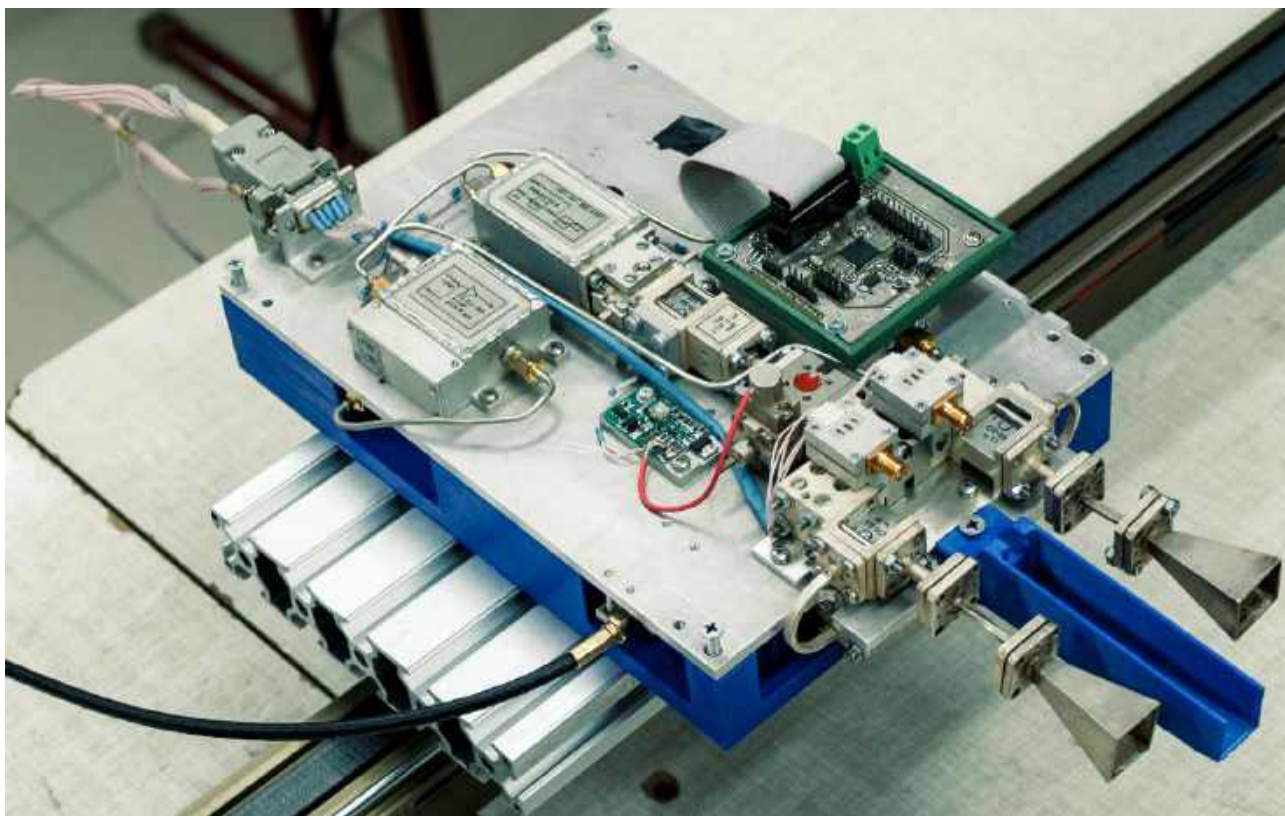


Рисунок 3.26 – Прототип ЛЧМ радару встановлений на рухомій рейці для реалізації синтезу апертури

Після розробки прототипу ЛЧМ-радару у W-діапазоні було проведено серію тестових вимірювань з метою підтвердження його працездатності.

Насамперед перевірено коректність функціонування активних модулів та комплектуючих. Це підтверджується за рахунок відповідності очікуваних значень споживаної потужності, вказаних у технічній документації, до експериментально отриманих результатів для всіх робочих напруг: 24 В для живлення ГКН та окремих модулів керування помножувачів, сумарна потужність за напругою становить 4.1 Вт. Модуль живлення ФАПЧ та програматор потребують 12 В із потужністю 0.2 Вт. для живлення модуля ФАПЧ, 5 В, 3.3 В, Переважна більшість підсилювачів та ЛПД, транзисторні помножувачі спроектовано із симетричним полярним живленням ± 9 В та потребують потужності 1.3 Вт. Вимірювання виконувались за умови реалізації спільного заземлення між усіма блоками живлення та точками заземлення прототипу ЛЧМ радару.

Попередні спостереження були адресовані на спектр та визначення нерухомого об'єкта із високим ЕПР на дистанції від 2 до 5.5 метрів у межах кімнати. При відстані у два метри результат становить:

$$D_{\min} = \frac{cT_P}{4\Delta F} |\Delta f_{\min}| = 2\text{ м} = \frac{3 \cdot 10^8 \cdot 30 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 10^9} \cdot 660 \text{ КГц} \quad (3.13)$$

де: ΔF – частота биття або ж модуль миттєвого значення різницевої частоти, $\Delta f_{\min}$ – частота, яка відповідає конкретній дальності.

Для підтвердження залежності різницевої частоти від дальності тестовий відбивач було зміщено на 5,5 м від випромінюючої антени, і максимум різницевої частоти становить:

$$D_{\min} = \frac{cT_P}{4\Delta F} |\Delta f_{\min}| = 5.5\text{ м} = \frac{3 \cdot 10^8 \cdot 30 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 10^9} \cdot 1.2 \text{ МГц} \quad (3.14)$$

Важливо зазначити що теоретичний розрахунок за цією формулою за наявних даних співпадає за результатами із частотою котра відповідає розпізаному об'єкту у спектрі.

Таким чином прототип є робочим і може бути використаний для подальшого дослідження алгоритмів оптимального формування радіозображень.

Висновки за розділом

У ході виконання роботи розроблено та виготовлено малогабаритний радіолокаційний радар у W-діапазоні хвиль, що працює з безперервним лінійно-частотно модульованим сигналом. Цей пристрій адаптовано до інтеграції на борту МБПЛА, з урахуванням обмежень за масою, енергоспоживанням та габаритами. За винятком одного пристрою, фазообертача, усі радіокомпоненти зібрано в межах кордонів України. Із складових що не підпадають під обмеження експортного контролю. Це у свою чергу відкриває можливості з багаторазового відтворення даного експериментального макету після доопрацювання та кінцевих випробувань.

Для натурної апробації розробленої технології побудови зображень методом синтезованої апертури створено експериментальну тестову сцену. Підібрано широку номенклатуру цілей для подальших експериментів. Експериментальний полігон дозволяє здійснювати комплексну перевірку працездатності алгоритмів оброблення сигналів шляхом імітації реальних умов навколишнього середовища, з урахуванням впливу різних типів цільових об'єктів та фонових завад, що істотно підвищує достовірність оцінки ефективності запропонованих технічних рішень.

Після розробки прототипу ЛЧМ-радару у W-діапазоні було проведено серію тестових вимірювань з метою підтвердження його працездатності. Насамперед перевірено коректність функціонування активних модулів та

комплектуючих. Це підтверджується за рахунок відповідності очікуваних значень споживаної потужності, вказаних у технічній документації.

РОЗДІЛ 4

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ПРАЦЕЗДАТНОСТІ ТА ТОЧНОСТІ МАКЕТУ МАЛОГАБАРИТНОГО РАДАРУ ОГЛЯДУ ПОВЕРХНІ З НЕПЕРЕРВНИМИ ЛІНІЙНО-ЧАСТОТНИМИ МОДУЛЬОВАНИМИ СИГНАЛАМИ

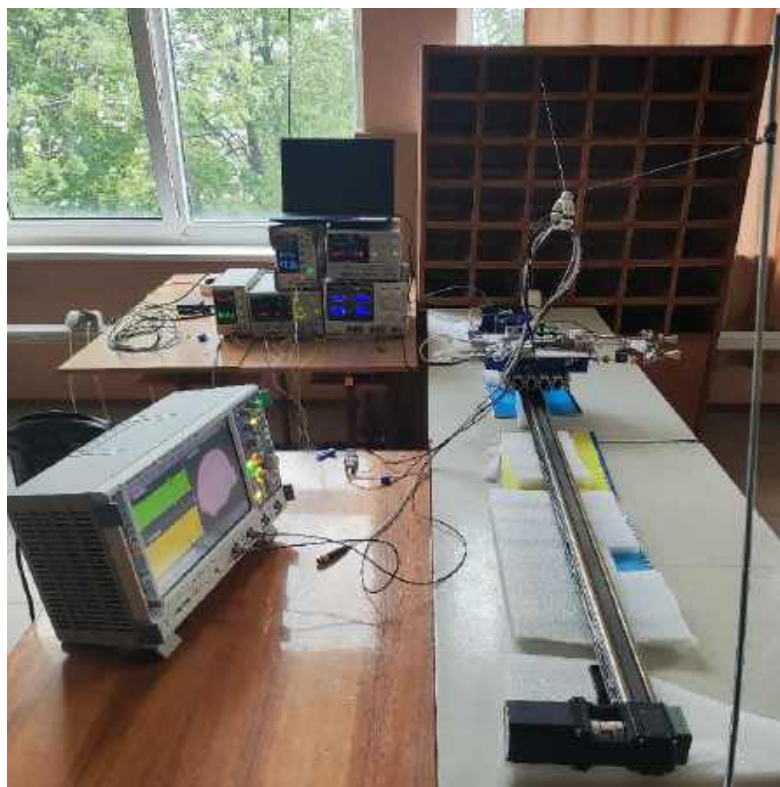
В розділі представлено експериментальне устаткування для дослідження працездатності та точності макету малогабаритного радару огляду поверхні з неперервними лінійно-частотними модульованими сигналами. Також наведено методику проведення тестових вимірювань, проаналізовані сигнали в області низьких частот і описано процес налаштування прямого і квадратурного каналів. На основі синтезованого оптимального методу оброблення сигналів розроблені алгоритми стиснення сирих даних за дальністю та азимутом. Проаналізовані радіолокаційні зображення, що отримані класичним та модифікованим методом синтезування апертури антени при використанні безперервних зондуючих ЛЧМ сигналів.

4.1. Опис експериментального устаткування та геометрії вимірювань

Для підтвердження працездатності алгоритму роботи і функціонування макету малогабаритного радару огляду поверхні з неперервними лінійно-частотними модульованими сигналами було розроблено вимірювальний стенд, що зображено на рис. 4.1. В фокусі вимірювального стенду розміщуються тестові об'єкти дослідження на радіопрозорій платформі з пінопласту, рис. 4.2. Висота радару та об'єктів дослідження над поверхнею була обрана однаковою для спрощення вимірювань при формуванні опорного сигналу.



а



б

Рисунок 4.1 – Зображення вимірювального стану дослідження
малогабаритного радару огляду поверхні з неперервними лінійно-частотними
модульованими сигналами



Рисунок 4.2 – Майданчик з розміщеними тестовими об'єктами

До складу вимірювального стенду входять наступні вузли та блоки:

1) чотирьохканальний осцилограф R&S RTO2044 з максимальною смугою частотою огляду сигналів 4 ГГц в реальному масштабі часу, максимальною частотою дискретизації 20 ГГц на один канал, з опцією аналізатора спектру та можливість кореляційного аналізу сигналів в реальному часі (рис. 4.3),

2) модуль лінійного переміщення з ремінним приводом довжиною 1620 мм (рис. 4.4),

3) прототип малогабаритного радару огляду поверхні з неперервними лінійно-частотними модульованими сигналами (рис. 3.26),

4) блоки живлення основних вузлів макету радару та модулю лінійного переміщення (рис. 4.5),

5) комп'ютер з розробленою програмою керування модулем лінійного переміщення для зміни просторового положення макету радару, що наведена в (ДОДАТОК Б) (рис. 4.6).

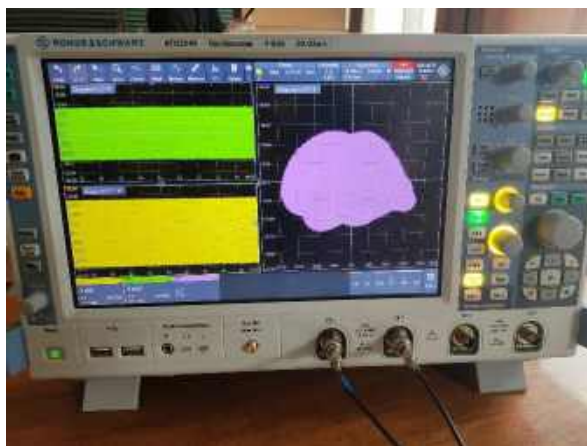


Рисунок 4.3 – Чотирьохканальний осцилограф R&S RTO2044

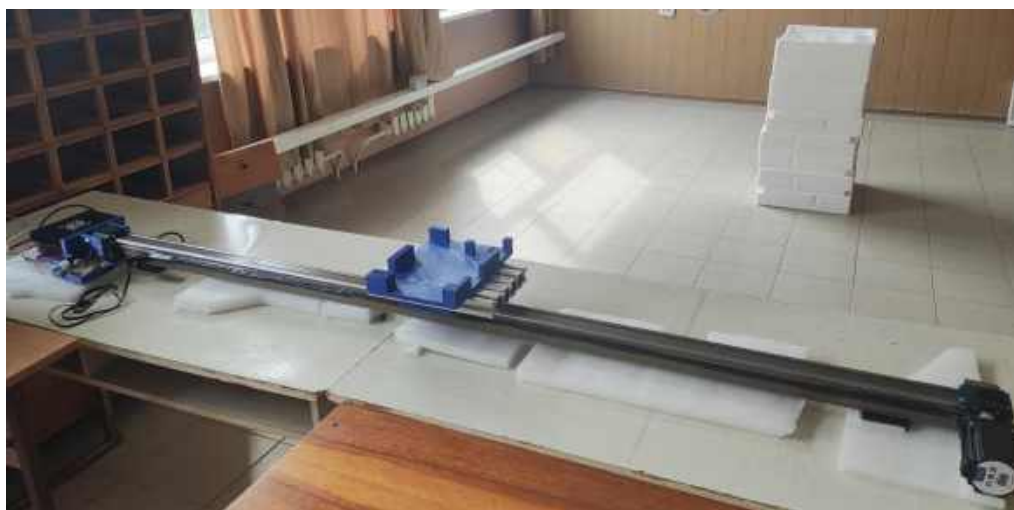


Рисунок 4.4 – Модуль лінійного переміщення з ремінним приводом



Рисунок 4.5 – Блоки живлення для функціонування макету радару і модуля лінійного переміщення

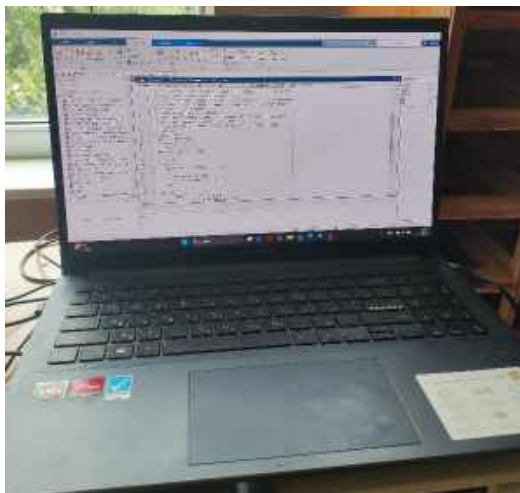


Рисунок 4.6 – Комп'ютер для керування швидкістю руху та просторовим положенням макету радару

Схематичне зображення кімнати, де проводились вимірювання показано на рис. 4.7.

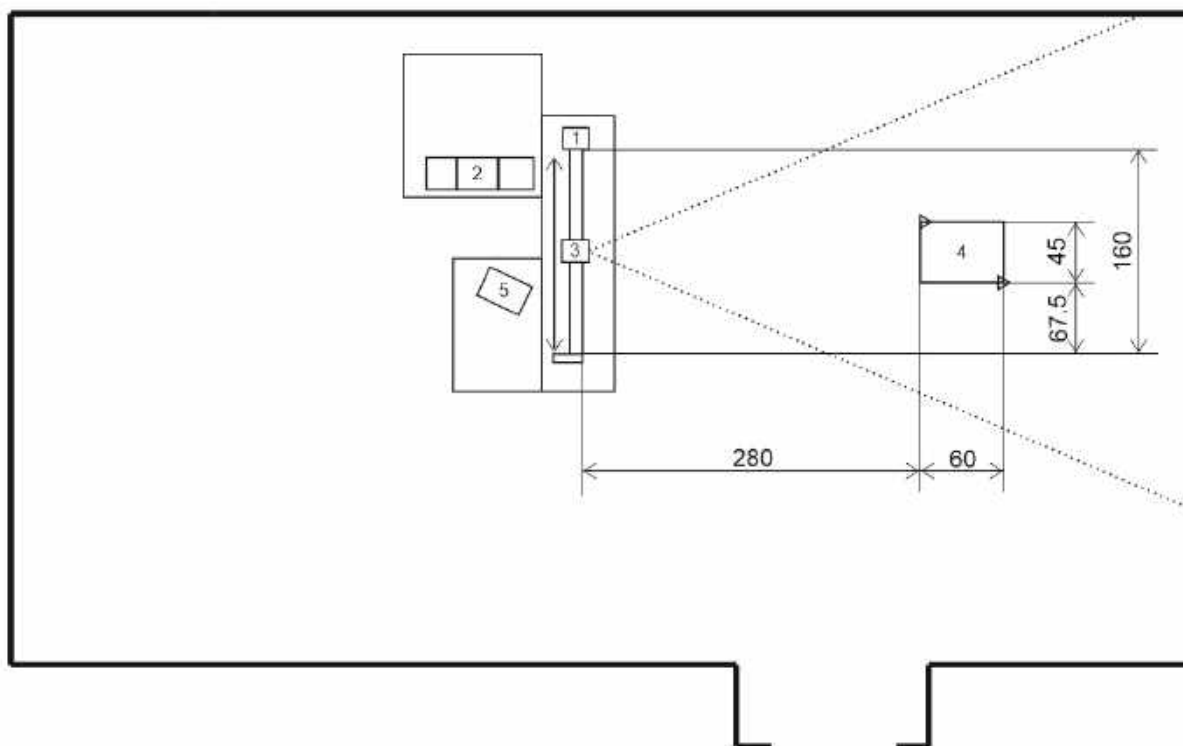


Рисунок 4.7 – Схема розміщення вимірювального стенду та майданчику для тестових об'єктів в кімнаті

На зображенні 1 – блок керування модулем лінійного переміщення радару, 2 – блоки живлення, 3 – прототип малогабаритного радару, 4 – майданчик з розміщеними тестовими об'єктами, 5 – осцилограф для відображення, перетворення в цифровий вигляд та збереження результатів вимірювання.

Вимірювання проводились наступним чином. Підключаючи напруги живлення до прототипу радару відбувається процес випромінювання ЛЧМ сигналу в напрямку тестових об'єктів. Від кожного об'єкту та стіни в кінці кімнати відбувається віддзеркалення електромагнітних хвиль. Віддзеркалені хвилі потрапляють в приймальну антену, де перетворюються на високочастотні сигнали. Сигнали за допомогою дільника напруги діляться на два канали оброблення. В першому, прямому, каналі відбувається підсилення прийнятих сигналів, перенос на проміжну частоту та перенос в область нульових частот. В другому каналі за допомогою ширококутового фазообертача вноситься фазовий зсув у прийняті високочастотні сигнали таким чином, щоб сигнали в області нульових частот відрізнялися на 90 градусів. Після фазового зсуву другому, квадратурному, каналі відбуваються такі самі операції оброблення, як в прямому каналі. Сигнали на виході прямого і квадратурного каналів подаються на осцилограф. Після налаштування вимірювань в осцилографі запускається програма лінійного переміщення платформи з встановленим макетом бортового радару. Просторове переміщення відбувається з постійною швидкістю. В процесі руху радару відбувається запис сигналів в файл для подальшого оброблення в комп'ютерній програмі.

4.2. Вихідні параметри та налаштування для проведення експериментальних досліджень

Для формування тестових радіолокаційних зображень ФАПЧ, що керує роботою генератора радару, був налаштований згідно параметрів, що наведені на рис. 4.8. Згідно цих даних період пилоподібної модулюючої функції складав 30 мкс, крок дискретної зміни частоти 2 нс, девіація частоти 70 МГц. Визначені

70 МГц модулюють зміну частоти задаючого генератора, що після помножувача на 15 перетворюються у 1,050 ГГц.



Рисунок 4.8 – Параметри налаштування ФАПЧ передавача

Після початку випромінювання макет радару починає рух по лінійній направляючій, котрій слугує профіль 45x45 мм з алюмінієвого сплаву завдовжки 1620мм, робочий хід каретки водночас становить 1500 мм. На кінцях профілю розміщені шків, між якими натягнуті зубчастий ремінь HTD3М прикріплений до рухомої каретки. Максимальна швидкість руху сягає 0.375 м/с. Роль рушія каретки виконує кроковий двигун NEMA 23 із моментом утримання 1.8 Нм. Живлення двигуна забезпечується драйвером MA960H.

Драйвером керує мікроконтролер STM32F030R8, який задає такт імпульсів, котрі формують параметри швидкості двигуна; напряму обертів; роботи драйверу (рис. 4.9). Керування відбувається за допомогою логічних рівнів сигналів (0 або 1), які вмикаються або вимикаються відповідно до програмного коду і логіки, (ДОДАТОК В). Окрім генерації керуючих сигналів STM32 містить інтерфейс взаємодії із даними кінцевих сенсорів розташованих на закінцівках робочої зони направляючої.

Спрацювання цих сенсорів слугує сигналом для контролера про досягнення крайнього положення, після чого виконується зміна напрямку обертання двигуна. Така схема керування реалізує автоматичне реверсивне переміщення виконавчого механізму в межах заданої траєкторії з урахуванням просторових обмежень.

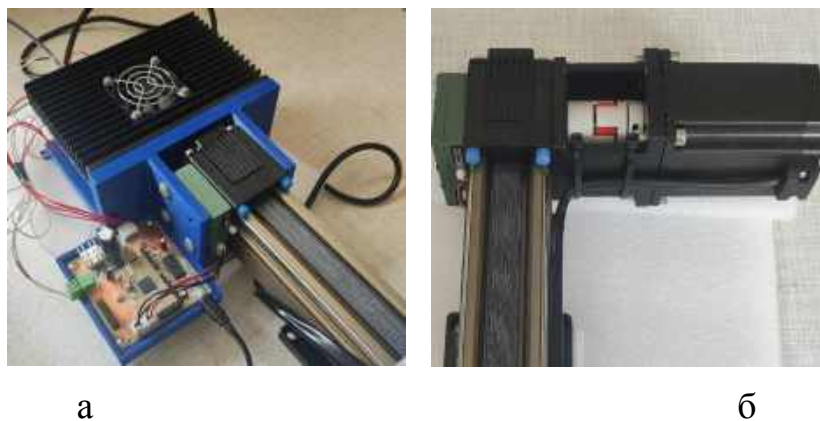


Рисунок 4.9 – Системи приведення в дію модулю лінійного переміщення:

а – STM32-плата керування у складі приводу із драйвером MA960H,

б – двигун NEMA 23

Головна логіка коду полягає у контролі кількості кроків на певних проміжках відстані, плавного пуску та зупинки для мінімізації вібрації та ударного навантаження модуля, за рахунок оброблення команд що надходять з ПК. Для спілкування мікроконтролера з ПК застосовано мікросхему CH341A, який перетворює USB в послідовний інтерфейс UART. У середовищі MATLAB було створено програмний код (ДОДАТОК Б), який виконує відправку команд по UART інтерфейсу і відстеження зворотного зв'язку.

Команди до системи керування передаються у вигляді одного пакета даних розміром 1 байт. Цей байт містить одночасно два параметри: режим сканування та кількість проходів у прямому та зворотному напрямках. Зокрема, перші три біти керуючого байту відповідають за режим сканування (наприклад, запуск, зупинка, повернення у нульове положення), тоді як п'ять молодших бітів визначають кількість проходів уздовж направляючої.

Програмна логіка полягає у надсиланні команди на пристрій та очікуванні підтвердження про початок руху. Переміщення радара уздовж робочої зони направляючої із сталою швидкістю виконує подвійну функцію: з одного боку, забезпечується збереження фазової когерентності прийнятого сигналу, а з іншого – імітується поступальний рух платформи, на якій радар має бути встановлено у реальних умовах експлуатації.

Віддзеркалені від тестової сцени сигнали оброблюються на високій частоті в макеті радару і реєструються на виході прямого і квадратурного каналів осцилографом. Осцилограф налаштований приймати сигнали з часом спостереження 10 с, частотою дискретизації 10 MSa/s, розрядністю 16 біт, загальною вибіркою 100 Mpts, одночасно з двох каналів.

Осцилограф з прийнятими осцилограмами показано на рис. 4.10. Прямий канал представлено зеленим кольором, а квадратурний – жовтим.



Рисунок 4.10 – Виміряні осцилограми після одного проходу радару

Для когерентного оброблення прийнятих сигналів та синтезування апертури антени необхідно, що всі частотні складові в квадратурному каналі були повернуті на 90 градусів. Для цього був використаний широкосмуговий фазообертач та спеціалізований двоканальний режим "X-Y", при якому сигнал одного з каналів використовується для відхилення променя по горизонтальній осі "X", а сигнал другого каналу для його відхилення по вертикальній осі "Y". Також навпроти радару на близькій відстані був встановлений великий металевий лист, як показано на рис. 4.11, для формування різницевого сигналу лише на одній частоті.

Канал приймача містить у собі дільник потужності для реалізації двох ідентичних каналів. Один канал залишається із прямим сигналом, в другий канал імплементовано фазообертач.

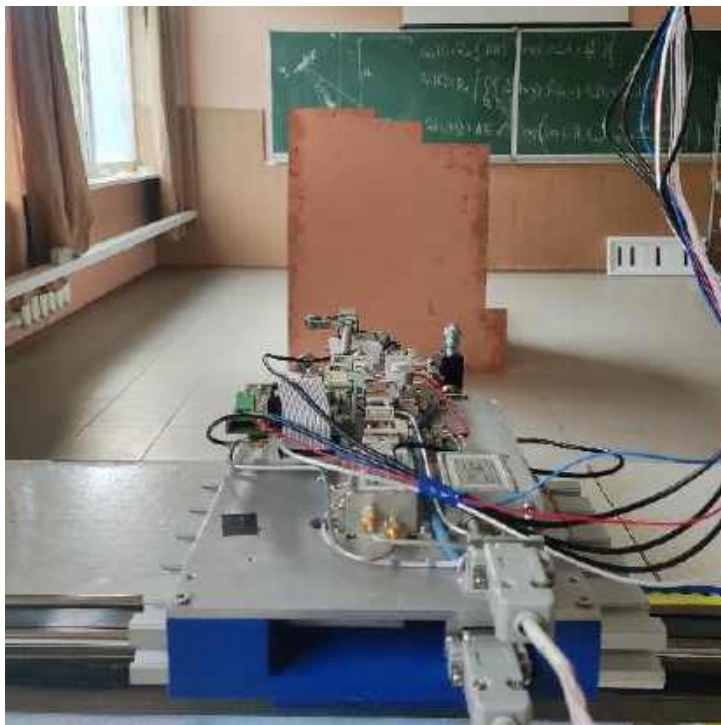
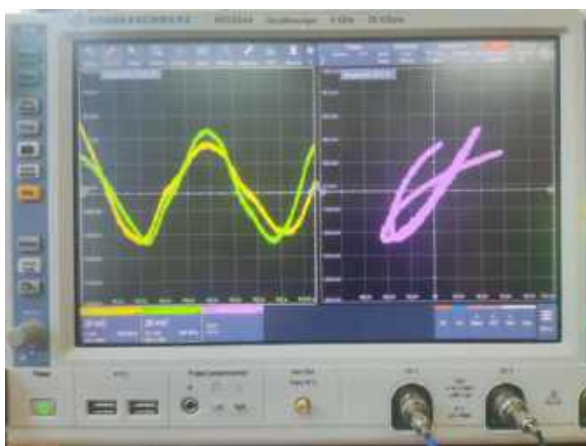
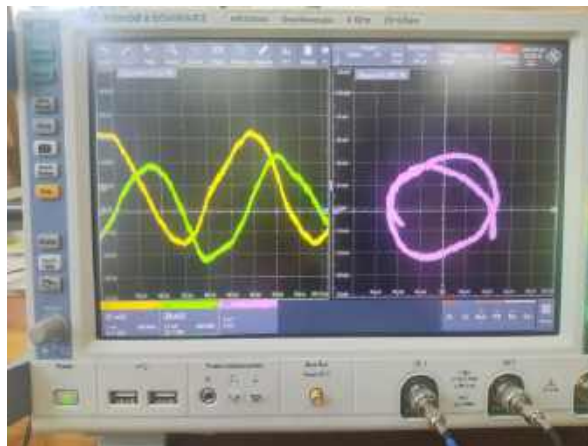


Рисунок 4.11 – Геометрія розміщення віддзеркалюючої поверхні в фокусі антен радару для налаштування зсуву фаз в квадратурному каналі

Екран осцилографа до та після механічного налаштування фазообертача для зсуву фази показано на рис. 4.12.



а



б

Рисунок 4.12 – Осцилограми при формуванні фазового зсуву в квадратурному каналі: а – сигнали та фігура Ліссажу до фазового зсуву,
б – сигнали та фігура Ліссажу після внесеного фазового зсуву 90 градусів

Після налаштування фази та параметрів реєстрації цифрових сигналів необхідно підтвердити працездатність вимірювального стенду. Для цього, приймаючи до уваги обраний частотний метод вимірювання дальності, в осцилографі вмикається режим «FFT», виконує відображення амплітудного спектру прийнятого сигналу в одному з каналів. Для прикладу було обрано прямий канал радару для аналізу. Осцилограф з результатами вимірювання сигналу та його амплітудного спектру показано на рис. 4.13.

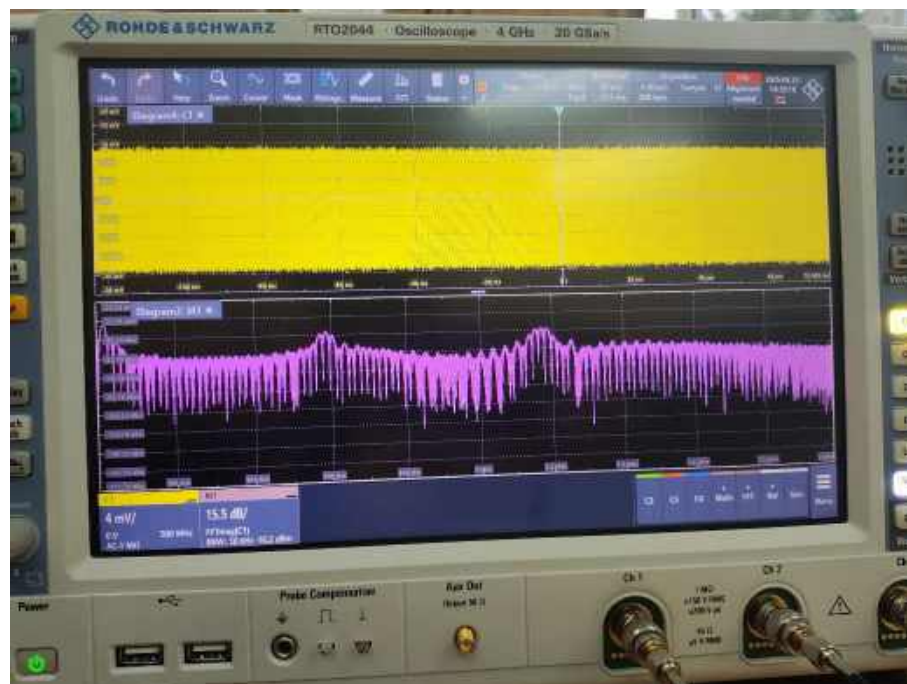
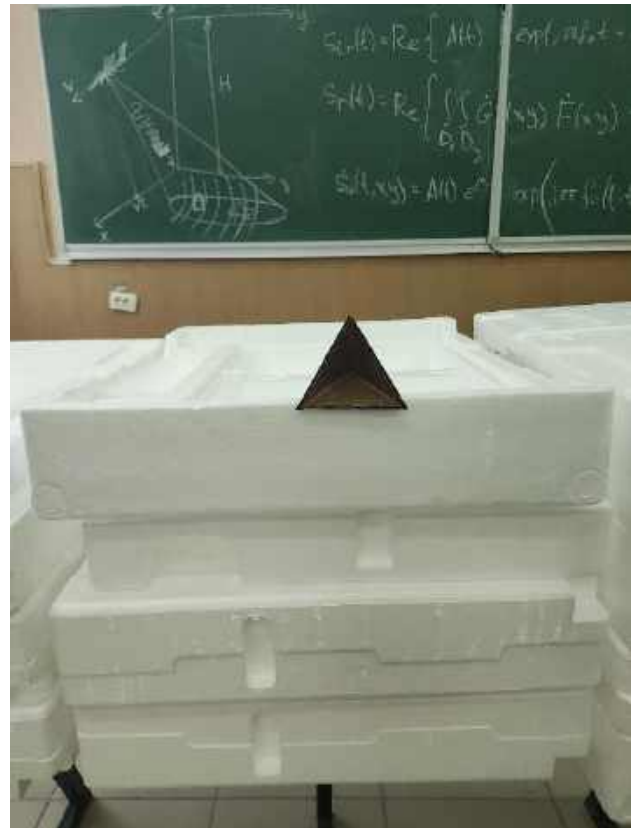


Рисунок 4.13 – Екран осцилографа з результатами вимірювання сигналу прямого каналу та розрахунком його спектру

З аналізу спектру на рис. 4.13 слідує, що на трасі спостереження було 2 об'єкти, що сформували два піки на частотах 590 КГц і 1,18 МГц. Дійсно, перша різницева частота була отримана при віддзеркаленні сигналу від кутикового відбивача, що встановлено на тестовому майданчику, і стіни в кінці кімнати, де проводились дослідження. Вигляд траси розповсюдження електромагнітних коливань і об'єктів спостереження показано на рис. 4.14. Цу випадку якщо об'єкт рухається уздовж випромінюваного сигналу, відповідний максимум у спектрі також рухається в реальному часі.



а



б

Рисунок 4.14 – Траса спостереження віддзеркалених сигналів від кутикового відбивача та стіни

Для підтвердження можливості розділити за дальністю декілька об'єктів і визначити однозначне співвідношення між різницевою частотою і дальністю до цих об'єктів, було додано на трасу спостереження ще один кутиковий відбивач, як показано на рис. 4.15. В результаті в амплітудному спектрі сигналу в прямому каналі радару з'явився ще один відокремлений додатковий пік, між двома попередніми. Осцилограма сигналу та амплітудні спектри на екрані осцилографу показані на рис. 4.16. З отриманих результатів випливає, що різницева частота в спектрі сигналу однозначно пов'язана з дальністю і роздільна здатність спектру буде визначати роздільну здатність радару за дальністю.

Відповідно за низької розрядності АЦП, є небезпека втратити значну частину інформації за дальністю.



Рисунок 4.15 – Розміщення двох кутикових відбивачів один за одним на тестовому майданчику

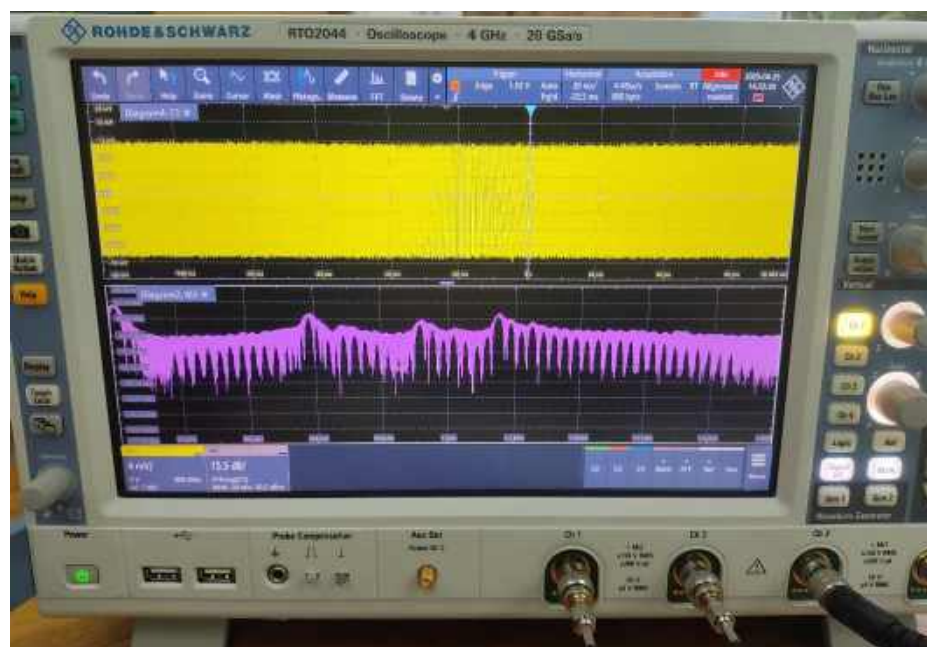


Рисунок 4.16 – Осцилограма сигналу та його спектр при спостереженні двох кутикових відбивачів на фоні стіни

Визначивши працездатність радару та можливість роздільного спостереження об'єктів за дальністю, далі виконується запис прийнятих даних в процесі руху платформи в файл формату BIN, як показано на рис. 4.17.



Рисунок 4.17 – Вікно визначення імені та формату фалу записаних даних

Записані данні передаються в програму цифрового оброблення сигналів, що реалізована в пакеті прикладних програм MatLab.

4.3. Розроблення алгоритму стиснення сирих даних за дальністю та азимутом для формування когерентного радіолокаційного зображення

Для дослідження роздільної здатності розробленого макету радару за дальністю та азимутом на тестовому майданчику були встановлені два кутикових відбивача, як показано на рис. 4.18. Дальність до першого кутикового відбивача складала 280 см, до другого – 320 см, відстань між відбивачами за координатою азимуту – 40 см.



а



б

Рисунок 4.18 – Тестові об’єкти для формування радіолокаційного зображення

Алгоритм цифрового оброблення даних починається з зчитування файлу, що був збережений в осцилографі та відображенні зареєстрованих коливань. Відтворений цифровий сигнал в комп’ютері, що зареєстрований на виході прямого і квадратурного каналі при опроміненні двох кутикових відбивачів, показано на рис. 4.19.

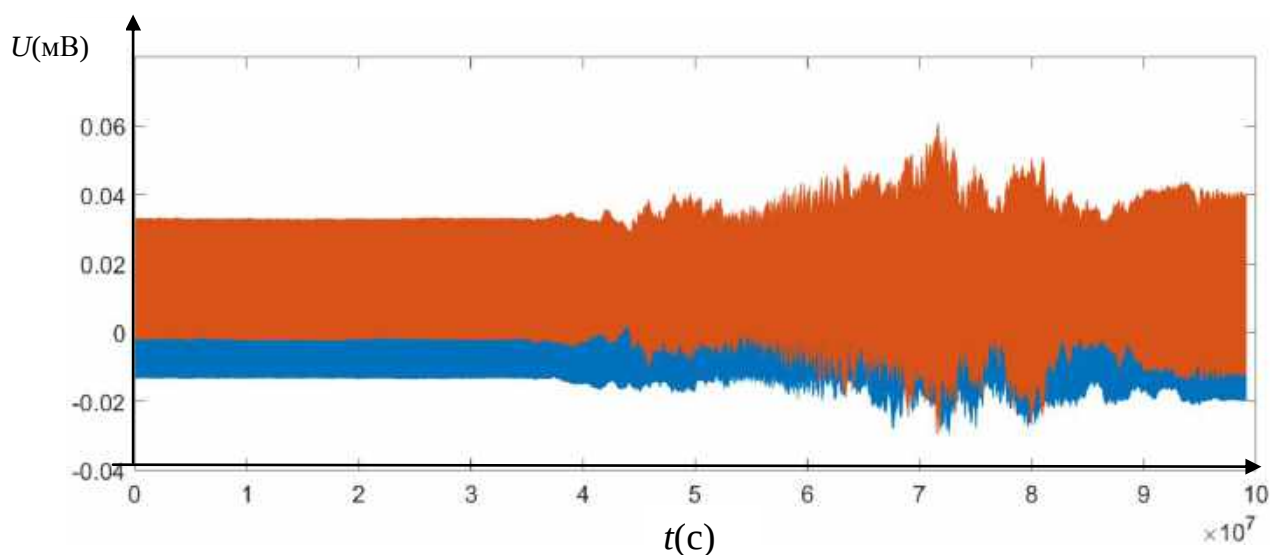


Рисунок 4.19 – Сигнали на виході прямого (червона лінія) і квадратурного (синя лінія) каналів

З отриманих графіків на рис. 4.19 можна спостерігати, що до 3,5 с платформа не змінювала свого положення. Сигнали від тестового майданчику записані в процесі руху з'являються після 3,5 с. Перші 4000 відліків сигналів з виходу прямого та квадратурного каналів показані на рис. 4.20. На цих графіках спостерігається модуляція сигналів за амплітудою при збільшенні та зменшенні частоти, а також зриви синхронізації фази в ФАПЧ при різкій зміні модулюючої функції. Для боротьби з цим ефектом виконана фільтрація даних шляхом придушення спектральних компонент в області низьких частот до 100 КГц.

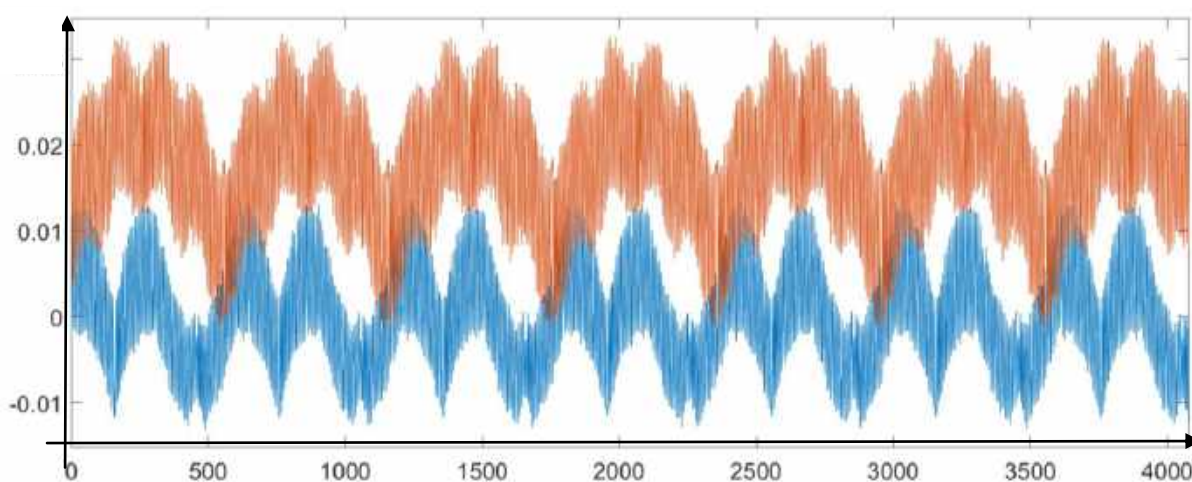


Рисунок 4.20 – Перші 4000 відліків прийнятих сигналів

Після корекції завадової амплітудної модуляції кожна реалізація прийнятих сигналів ділиться на інтервали часу фіксованої довжини. В граничному випадку інтервали часу можна вибирати такої тривалості, щоб антена не змінила своє положення більше ніж на половину довжини хвилі. Але для кращого визначення форми опорної функції за азимутом та, відповідно, якіснішого стиснення сигналів за азимутом треба щоб антена не встигла змінити своє положення більше ніж на соту частину довжини хвилі. Так при довжині хвилі 0,0033 м і швидкості руху платформи 0,375 м/с прийняті сигнали мають бути розділені на інтервали 880 мкс, що дорівнює 8800 відлікам.

Розділивши на такі інтервали, прийнятий вектор з 10^8 відліків перетворюється на матрицю розмірністю 8800 X 11363.

Наступною операцією алгоритму оброблення прийнятих сигналів є розрахунок швидкого перетворення Фур'є на кожному окремому вибраному інтервалі в 8800 відліків або за стовпцями матриці комплексних чисел, що сформована шляхом додавання матриці даних прямого каналу та помноженої на уявну одиницю матриці даних квадратурного каналу. Модуль результату розрахунку наведено на рис. 4.21. За віссю ординат відкладено дальність до об'єкту, а за віссю абсцис – координати руху платформи або азимуту. Дальності мають позитивні і негативні значення через формування спектру сигналів в області додатні та від'ємних частот. Відрізаючи лише додатні значення і обмежуючи дальність до 7,5 метрів, отримуємо данні для подальшого стиснення за азимутом, модуль яких наведено на рис. 4.22.

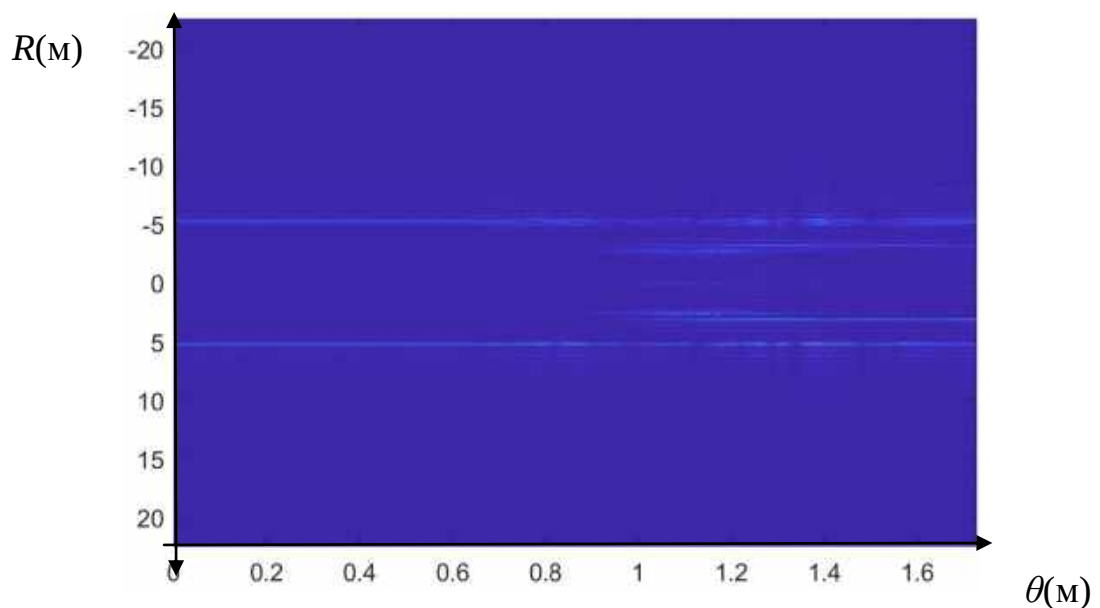


Рисунок 4.21 – Результат стиснення сирих даних радару за дальністю

В практиці радіолокаційних вимірювань отримане зображення на рис. 4.22 називають радіоголограмою.

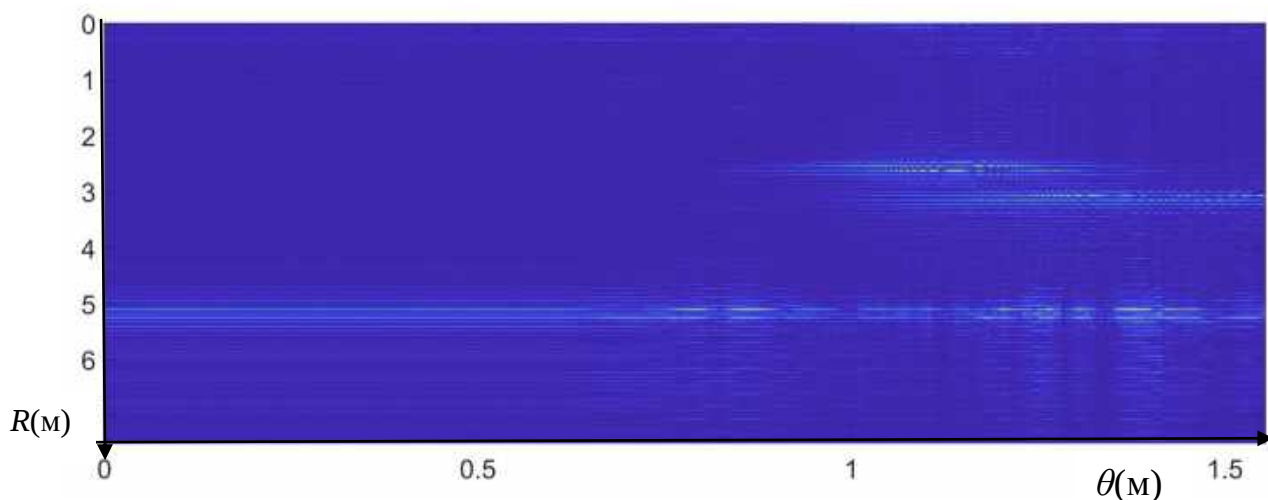


Рисунок 4.22 – Результат стиснення сирих даних радару за дальністю, що обмежений лише додатними її значеннями

Далі отримані данні необхідно стиснути за азимутом. Для цього для кожної дальності формуються комплексні опорні функції або матрична експонента з комплексним аргументом, що враховує фазовий зсув прийнятих сигналів в процесі руху платформи. Опорні функції для прямого і квадратурного каналів або, іншими словами, реальна і уявна частина комплексної опорної функції для дальності 280 см показана на рис. 4.23.

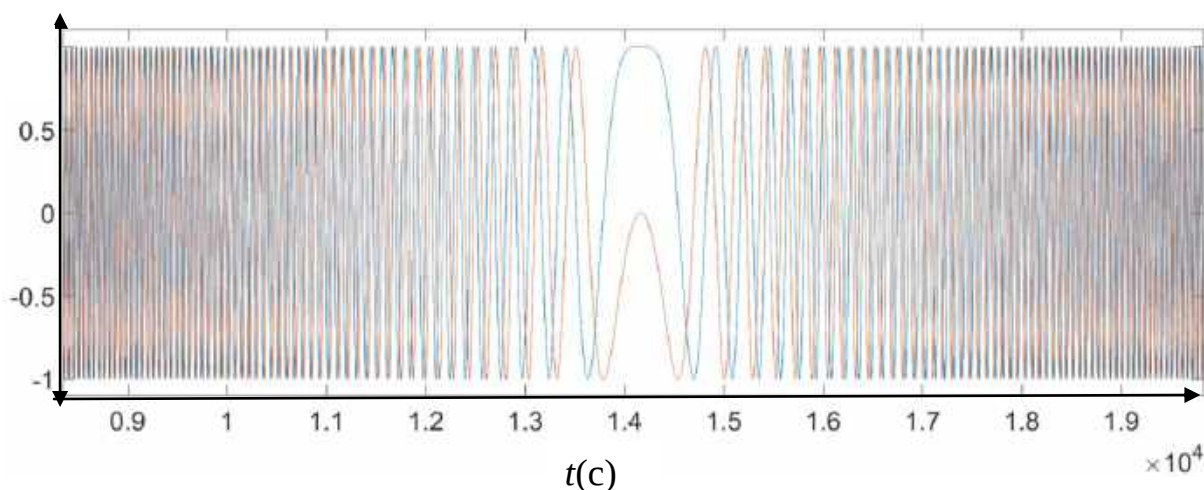


Рисунок 4.23 – Опорні функції стиснення даних за азимутом для дальності 280 см: синя лінія – прямий канал, червона лінія – квадратурний канал

Згортка даних після стиснення по дальності з опорними функціями в кожній дальності призводить до стиснення радіолокаційного зображення за азимутом. Результуюче радіолокаційне зображення двох кутикових відбивачів, що спостерігаються на фоні стіни кімнати, де проводились вимірювання, показане на рис. 4.24. Виділена ділянка радіолокаційного зображення навколо кутикових відбивачів показана на рис. 4.25.

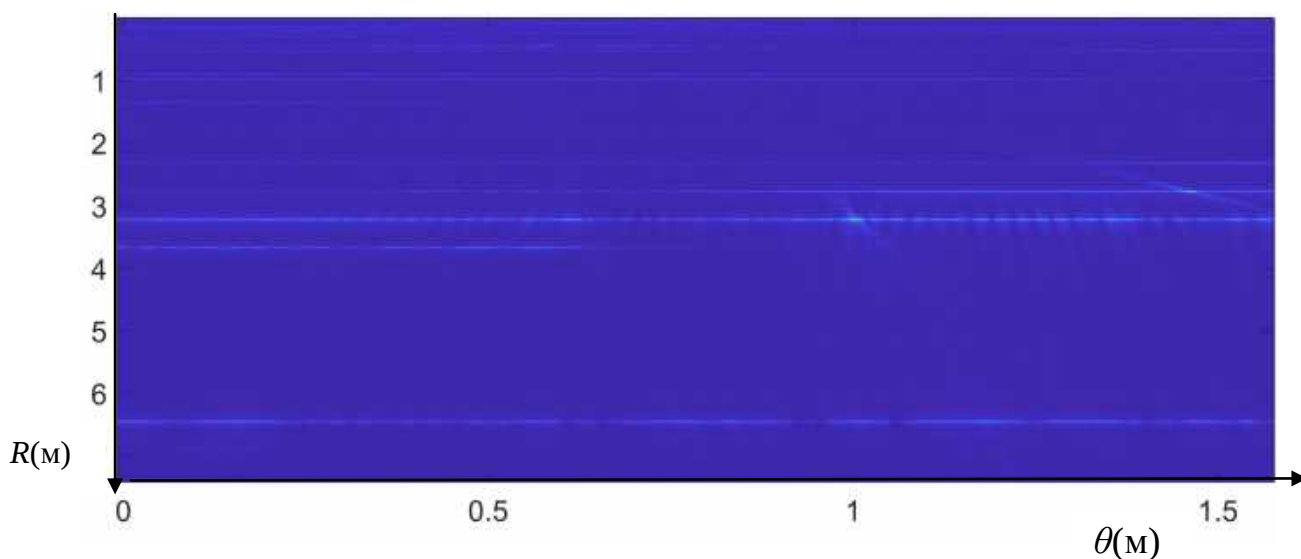


Рисунок 4.24 – Радіолокаційне зображення всієї сцени огляду

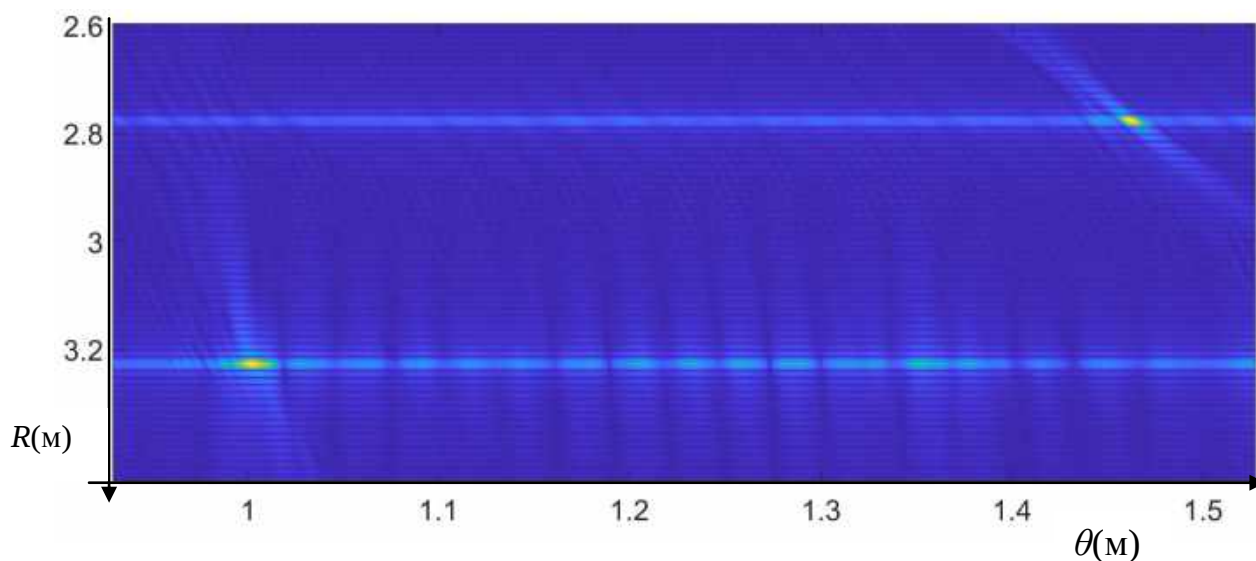


Рисунок 4.25 – Радіолокаційне зображення двох кутикових відбивачів

З отриманих радіолокаційних зображень слідує, що кутикові відбивачі спостерігаються окремо і за дальністю і за азимутом. Присутні деякі зсуви вимірювань по азимуту і дальності, що потребує окремого детального аналізу результатів вимірювань та геометрії досліджень за межами цієї роботи. Для визначення роздільної здатності радару за просторовими координатами було виділено радіолокаційний відгук навколо першого кутикового відбивача, що розміщено на дальності 280 см, який представлено на рис. 4.26.

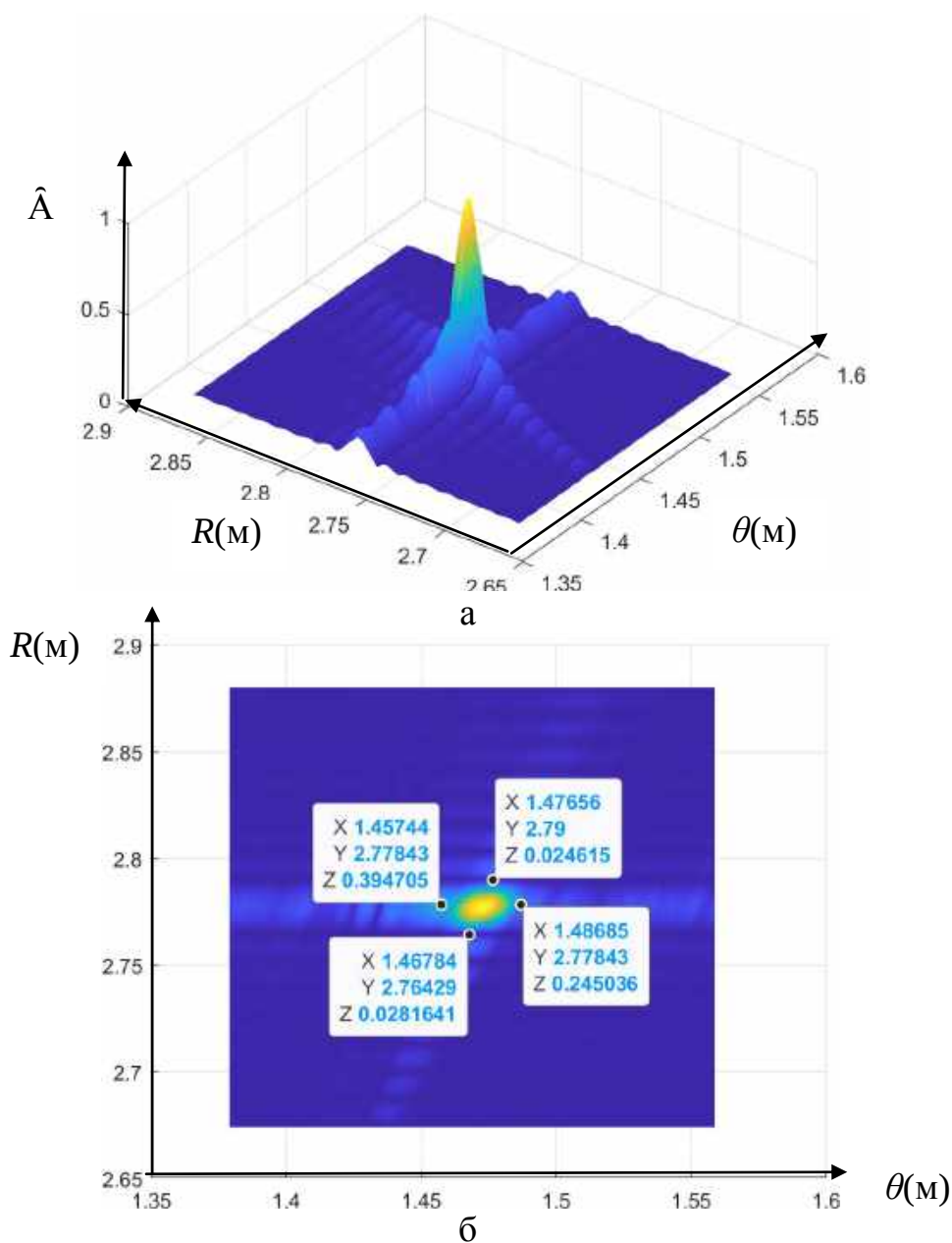
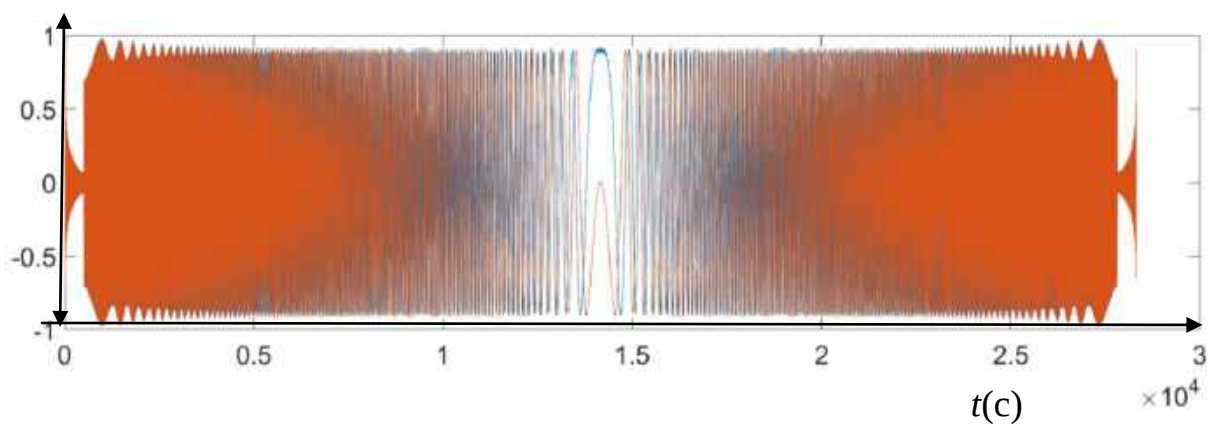


Рисунок 4.26 – Радіолокаційний відгук на кутиковий відбивач

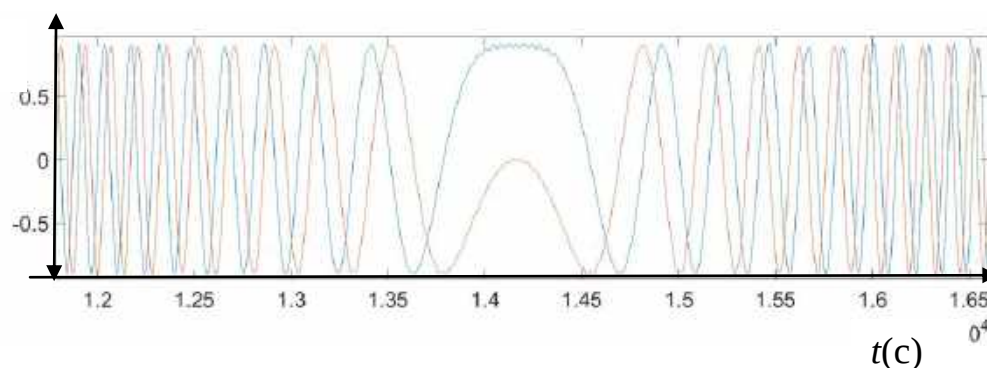
З аналізу отриманого радіолокаційного зображення точкового джерела радіоперевипромінювання випливає, що роздільна здатність за азимутом радару розробленого макету малогабаритного радару огляду поверхні з неперервними лінійно-частотними модульованими сигналами складає 2,94 см, а за дальністю – 2,57 см.

4.4. Порівняльний аналіз класичного методу синтезування апертури з розробленим, що передбачає декореляцію опорного сигналу

На рис. 4.27 наведено результат декореляції опорних функцій, що відповідно до проведеного теоретичного аналізу має звузити відгук радіолокаційної системи на точкове джерело перевипромінювання зондуєчих сигналів.



а



б

Рисунок 4.27 – Декорельовані опорні функції для стиснення сирих даних за азимутом

Після застосування опорних функцій за азимутом з декореляцією відгук радару на точкове джерело звузився. Новий результат формування радіолокаційного зображення кутикового відбивача показано на рис. 4.28.

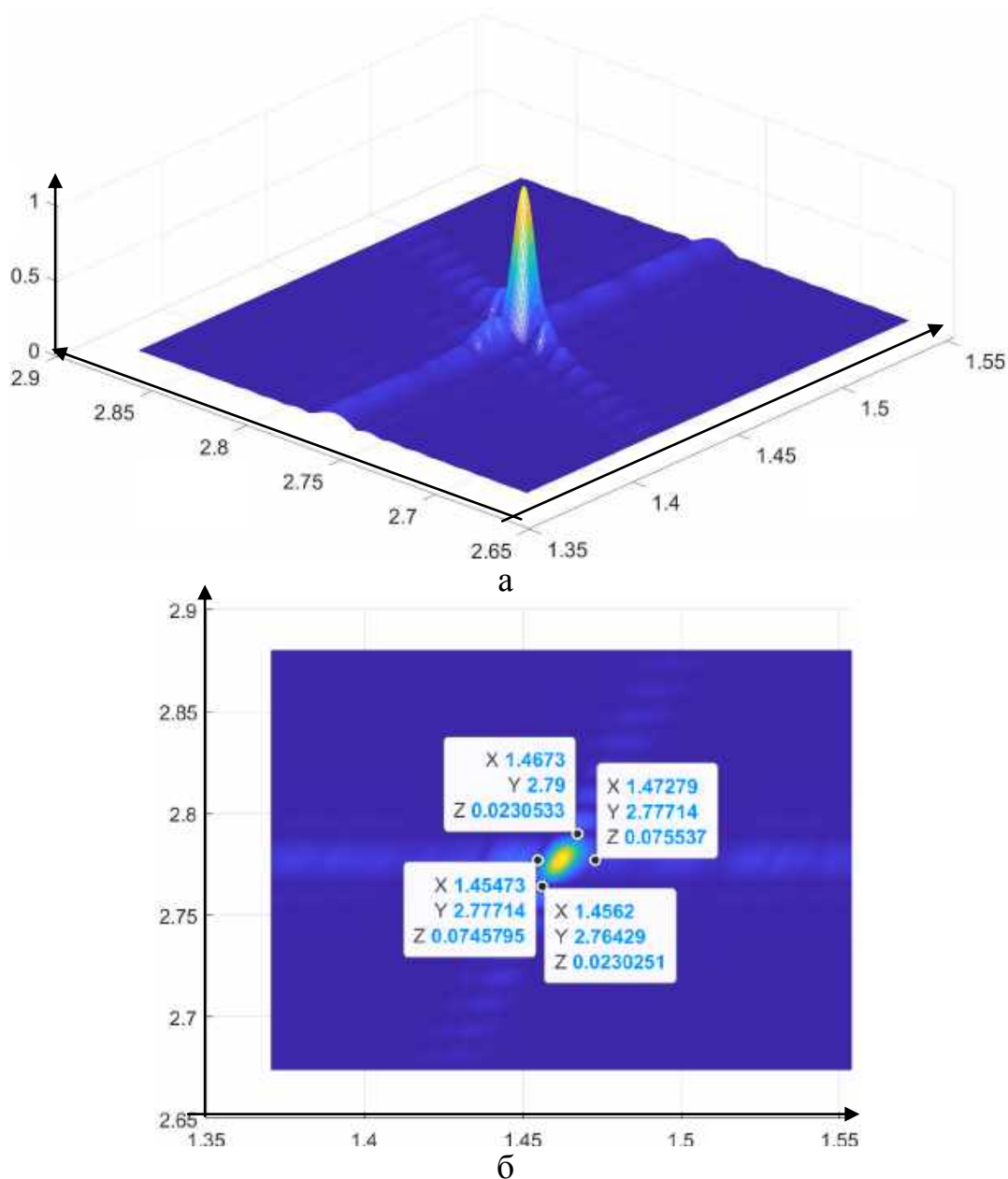


Рисунок 4.28 – Радіолокаційний відгук на кутиковий відбивач при використанні модифікованого опорного сигналу

З аналізу отриманого нового радіолокаційного зображення точкового джерела радіоперевиpromінювання маємо роздільну здатність за азимутом 1,8 см, а за дальністю – 2,57 см.

Для порівняння класичного та синтезованого оптимального методу формування радіолокаційних зображень в РСА були отримані зрізи радіолокаційних зображень за азимутом, що показані на рис. 4.29.

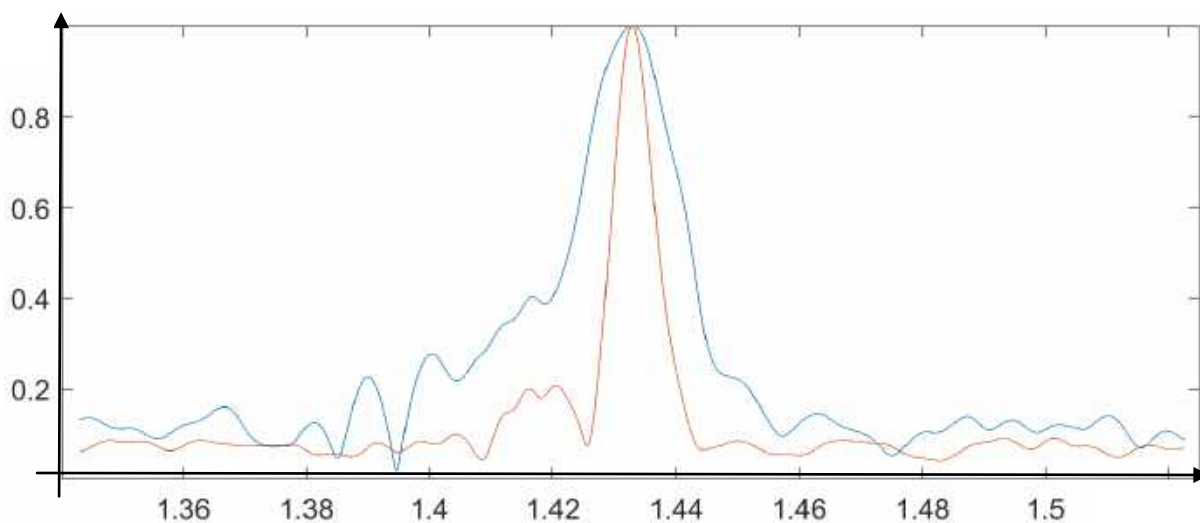


Рисунок 4.29 – Зріз радіолокаційного зображення кутикового відбивача за азимутом: синя лінія – результат оброблення класичним методом, червона лінія – результат оброблення оптимальним методом з декореляцією

З аналізу отриманих експериментальних результатів випливає, що запропонована оптимальна обробка дозволяє підвищити роздільну здатність радіозображень за азимутом на 38,7 %. Даний ефект дозволяє удосконалити існуючі РСА з безперервним обробленням сигналів або закласти значно більший потенціал при створенні нових систем радіобачення.

Висновки за розділом:

Вперше розроблено структурну схему бортового радару із синтезуванням апертури, яка базується на модифікованому підході до оброблення безперервних сигналів із лінійною частотною модуляцією. Запропонована структура відзначається технологічною простотою реалізації передавального тракту та каналу формування когерентних опорних сигналів. Особливістю

проекту є впровадження операції інверсної фільтрації опорних сигналів, яка дозволяє суттєво розширити спектр прийнятих коливань пропорційно до поточного співвідношення сигнал/завада, що в підсумку підвищує ефективність розділення цільових сигналів у складному радіолокаційному середовищі. Такий підхід забезпечує не лише підвищення селективності, а й розширення динамічного діапазону обробки, що в підсумку підвищує ефективність розділення цільових сигналів у складному радіолокаційному середовищі з високим рівнем завад.

Суттєвий науково-практичний інтерес становлять результати експериментального розроблення, виготовлення та дослідження малогабаритного радару W-діапазону, у якому реалізовано когерентне просторово-часове оброблення ЛЧМ сигналів. Запропоновані технічні рішення, що на відміну від відомих підходів, забезпечують підвищення роздільної здатності за азимутом шляхом ефективної декореляції опорних сигналів, що має принципове значення для задач високоточної радіолокації з борту рухомих носіїв.

ВИСНОВКИ

У дисертації вирішена актуальна наукова задача оптимізації структури малогабаритного радару огляду поверхні з неперервними лінійно-частотними модульованими сигналами

1. Актуальність проведеного дослідження зумовлена зростаючою потребою у застосуванні малогабаритних безпілотних літальних апаратів для задач дистанційного зондування земної поверхні з високою просторовою роздільною здатністю. Це вимагає впровадження радіолокаційних систем, здатних формувати зображення за допомогою синтезованої апертури, які одночасно повинні бути компактними, енергоефективними та адаптованими до обмежень авіаційної платформи. Одним із перспективних напрямів є використання високошвидкісної обробки сигналів. Для чого доцільно застосувати програмовані логічні інтегральні схеми.

Водночас застосування класичних імпульсних РЛС у таких умовах ускладнено низкою технічних чинників. Зокрема, низька висота польоту створює сліпу зону в ближній області огляду, що обмежує ефективність спостереження. Додатковою, але не менш важливою проблемою залишається обмежений доступ до необхідної імпоротної елементної бази, яка часто підпадає під дію експортного контролю. Це значно ускладнює серійне виробництво та впровадження таких систем. Крім того, імпульсні РЛС зазвичай мають складну апаратну структуру, що супроводжується зростанням маси, енергоспоживання та вартості, що є критичним для застосування на МБПЛА.

2. В процесі вирішення дисертаційного завдання як результат було отримано наступні наукові результати:

2.1 Отримала подальшого розвитку імітаційна модель формування когерентних радіолокаційних зображень підстилаючої земної поверхні з борта літального апарату, що враховує стохастичну структуру комплексного коефіцієнту розсіювання об'єкту вимірювання, особливості оброблення

безперервних лінійно-частотно модульованих сигналів в радарх з синтезуванням апертури, геометрію вимірювання, щільність ймовірності внутрішніх шумів приймача, параметри зондуючих сигналів.

2.2 Вперше синтезовано оптимальний метод формування радіолокаційних зображень підстилаючої земної поверхні в малогабаритних бортових радарх з синтезуванням апертури та обробленням безперервних лінійно-частотно модульованих сигналів. На відміну від існуючих, оптимальний метод реалізує просторово-часове когерентне оброблення сигналів з декорельованими опорними функціями, що враховують стохастичну природу розсіяних сигналів від об'єктів дослідження та природних поверхонь.

2.3 Вперше розроблено структурну схему бортового радару з синтезуванням апертури, що передбачає модифіковане оброблення безперервних лінійно-частотно модульованих сигналів. Розроблена структура відрізняється простотою реалізації передавача і каналу формування когерентних опорних сигналів, передбачає нову операцію інверсної фільтрації опорних сигналів, що розширює спектр прийнятих коливань пропорційно до відношення сигнал/завада.

2.4 Суттєву новизну мають результати експериментального розроблення, виготовлення та дослідження малогабаритного радару W-діапазону хвиль з когерентним просторово-часовим обробленням лінійно-частотно модульованих сигналів, які на відміну від відомих дозволяють підвищити роздільну здатність радіолокаційних сигналів за азимутом за рахунок декореляції опорних сигналів.

3. Практичне значення одержаних результатів полягає у наступному:

3.1 Збільшено роздільну здатність радіозображення із синтезуванням апертури у W діапазоні хвиль завдяки оптимізованого методу оброблення сигналів із декореляцією опорних функцій;

3.2 Результати імітаційного моделювання та проведених експериментів становлять підґрунтя для розробки радіолокаційних систем огляду підстильної поверхні з БПЛА;

3.3 Збільшено релевантність результатів імітаційного методу формування радіолокаційних зображень підстилаючої земної поверхні за рахунок врахування стохастичної природи розсіяних сигналів від об'єктів дослідження та природних поверхонь;

3.4 Теоретичні висновки та комп'ютерне моделювання можуть бути використанні в освітньому процесі у навчальних дисциплінах: «Антенні пристрої», «Інформаційно-вимірювальні радіотехнічні системи», Вбудовані радіoeлектронні системи на основі ПЛІС», «Статистична теорія радіотехнічних систем».

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. P. Kaniewski, C. Leśnik, W. Susek, and P. Serafin, "Airborne Radar Terrain Imaging System," IRS – 2015 IEEE International Radar Symposium Dresden, Germany 2155-5753 doi: 10.1109/IRS.2015.7226215.
2. F. A. Hussein, A.O. Helmy, A.S. Mohra " Radar Pulse Compression with Optimized Weighting Window for SAR Receivers," Wireless Pers Commun –2022, 871–893, doi.org/10.1007/s11277-022-09774-z.
3. H.Yang, S. Ryu, H.C. Lee, S.G. Lee, S.S. Yong, J.H. Kim, "Implementation of DDS Chirp Signal Generator on FPGA," ICTC – 2014 International Conference on Information and Communication Technology Convergence, 2162-1241; doi: 10.1109/ICTC.2014.6983343.
4. C. Spoorthi, Dr. S. Ramesh "FPGA Implementation of Linear Frequency Modulation (LFM) Waveforms for Radar," Journal of Digital Integrated Circuits in Electrical Devices, 2017; doi:10.1109/ICEMI 2017.
5. C. Topping, M.Carls, S. Stanko, R. Sommer "SARape – Synthetic Aperture Radar for all weather penetrating UAV Application," IRS 2013 Conference: International Radar Symposium, 2013.
6. Fangzheng Zhang, Qingshui Guo, Shilong Pan, " Photonics-based real-time ultra-high-range-resolution radar with broadband signal generation and processing," 2017, 13848, doi:10.1038/s41598-017-14306-y.
7. Wenjuan Chen, Dan Zhu, Chenxu Xie, Tao Zhou, Xin Zhong, and Shilong Pan, "Photonics-based reconfigurable multi-band linearly frequency-modulated signal generation," Optic Express – 2018, pp. 32491-32499, doi.org/10.1364/OE.26.032491.
8. Jiali Yan, Ji Guo, Qianrong Lu, Kaizhi Wang and Xingzhao Liu, "X-band mini-SAR radar on eight-rotor mini-UAV" IGARSS 2016, IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2153-7003, doi: 10.1109/IGARSS.2016.7730750.

9. Maciej Wielgo, Krzysztof Stasiak, Damian Gromek, Krzysztof Radecki, Piotr Samczyński, "XY-DemoRad – a low-cost K-band SAR system for UAV application," IRS 2021 IEEE 21st International Radar Symposium, Berlin, Germany, 2155-5745, 202110.23919/IRS51887.2021.9466186.
10. Anirudh Kankuppe, Sehoon Park, Pratap Tumkur Renukaswamy, Piet Wambacq, Jan Craninckx, "A Wideband 62-mW 60-GHz FMCW Radar in 28-nm CMOS," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques – 2021, 1557-9670, doi: 10.1109/TMTT.2021.3075437.
11. Helmut Essen, Winfried Johannes, Stephan Stanko, Rainer Sommer, Alfred Wahlen, Joern Wilcke, "High resolution W-band UAV SAR" IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium 2012, 2153-6996, doi: 10.1109/IGARSS.2012.6352480.
12. Jancco-Chara, J.; Palomino-Quispe, F.; Coaquira-Castillo, R.J.; Herrera-Levano, J.C.; Florez, R. "Doppler Factor in the Omega-k Algorithm for Pulsed and Continuous Wave Synthetic Aperture Radar Raw Data Processing," Appl. Sci. 2024, 14, 320. doi.org/10.3390/app14010320.
13. F.T. Ulaby, R. K. Moore and A. K. Fung, "Microwave Remote Sensing Active and Passive," Vol. II, pp. 583–595, ARTECH House, Norwood, Massachusetts, 1986.
14. J. C. Curlander and R. N. McDonough, "Synthetic Aperture Radar System and Signal Processing," John Wiley & Sons, New York, 1991.
15. C. Elachi, "Spaceborne Radar Remote Sensing: Applications and Techniques," IEEE Press, New York, 1988.
16. J. J. Chara, F. Palomino Quispe, R. J. Coaquira Castillo and M. Clemente-Arenas, "Omega-k Algorithm Implementation for Linear Frequency Modulated-Continuous Wave SAR Signal Processing," 2020 IEEE XXVII International Conference on Electronics, Electrical Engineering and Computing, Lima, Peru, 2020, pp. 1-4, doi: 10.1109/INTERCON50315.2020.9220195.

17. Volosyuk, V.; Zhyla, S. Statistical Theory of Optimal Functionally Deterministic Signals Processing in Multichannel Aerospace Imaging Radar Systems. *Computation* 2022, *10*, 213. doi.org/10.3390/computation10120213.

18. Volosyuk, V.; Zhyla, S. "Statistical Theory of Optimal Stochastic Signals Processing in Multichannel Aerospace Imaging Radar Systems," *Computation* 2022, *10*, 224. doi.org/10.3390/computation10120224.

19. C. Stringham, D. G. Long, B. Wicks and G. Ramsey, "Digital receiver design for an offset IF LFM-CW SAR," 2011 IEEE RadarCon (RADAR), Kansas City, MO, USA, 2011, pp. 960-964, doi: 10.1109/RADAR.2011.5960678.

20. Aguasca, A.; Acevo-Herrera, R.; Broquetas, A.; Mallorqui, J.J.; Fabregas, "Light-Weight CW/FM SAR Sensors for Small UAVs," *Sensors* 2013, *13*, 3204-3216. doi.org/10.3390/s130303204.

21. B. Mencia-Oliva, J. Grajal, O. A. Yeste-Ojeda, G. Rubio-Cidre and A. Badolato, "Low-Cost CW-LFM Radar Sensor at 100 GHz," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 2, pp. 986-998, Feb. 2013, doi: 10.1109/TMTT.2012.2235457.

22. I. G. Cumming, Y. L. Neo and F. H. Wong, "Interpretations of the omega-K algorithm and comparisons with other algorithms," *IGARSS 2003. IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium. Proceedings*, Toulouse, France, 2003, pp. 1455-1458, doi: 10.1109/IGARSS.2003.1294142.

23. R. H. Stolt. "Migration by Transform. Geophysics," 43(1): pp. 23–48, February 1978.

24. J. H. Chun and C. A. Jacowitz. "Fundamentals of Frequency Domain Migration. Geophysics," 46: pp. 717–733, 1981.

25. C. Cafforio, C. Prati, and F. Rocca. "SAR Data Focusing Using Seismic Migration Techniques", *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, 27(2): pp. 194–207, March 1991.

26. B. Subiza, E. Gimeno-Nieves, J. M. Lopez-Sanchez and J. Fortuny-Guasch, "An approach to SAR imaging by means of non-uniform FFTs," *IGARSS 2003. 2003*

IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium. Proceedings, Toulouse, France, 2003, pp. 4089-4091 vol.6, doi: 10.1109/IGARSS.2003.1295371.

27. S. Guo and X. Dong, "Modified Omega-K algorithm for ground-based FMCW SAR imaging," 2016 IEEE 13th International Conference on Signal Processing (ICSP), Chengdu, China, 2016, pp. 1647-1650, doi: 10.1109/ICSP.2016.7878107.

28. E. C. Zaugg and D. G. Long, "Theory and Application of Motion Compensation for LFM-CW SAR," in IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 46, no. 10, pp. 2990-2998, Oct. 2008, doi: 10.1109/TGRS.2008.921958.

29. J. Mittermayer, A. Moreira, and O. Loffeld, "Spotlight SAR data processing using the frequency scaling algorithm," IEEE Trans. Geosci. Remote Sens., vol. 37, no. 5, pp. 2198–2214, Sep. 1999.

30. Mittermayer, J. (2002). "The Frequency Scaling Algorithm and interferometric Spotlight SAR processing. Aerospace Science and Technology", 6(2), 147–158. [doi.org/10.1016/S1270-9638\(02\)01149-5](https://doi.org/10.1016/S1270-9638(02)01149-5).

31. Guo, Y., Wang, P., Men, Z., Chen, J., Zhou, X., He, T., Cui, L. "A Modified Range Doppler Algorithm for High-Squint SAR Data Imaging. Remote Sensing". 2023, 15, 4200. doi.org/10.3390/rs15174200.

32. R. K. Raney, H. Runge, R. Bamler, I. G. Cumming and F. H. Wong, "Precision SAR processing using chirp scaling," IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 32, no. 4, pp. 786-799, July 1994, doi: 10.1109/36.298008.

33. Jiang, Z., Huang, F., Wan, J., Cheng, Z., "Modified Frequency Scaling Algorithm for FMCW SAR Data Processing." Chinese Journal of Aeronautics, 20(4), 339–345. doi.org/10.1016/S1000-9361(07)60053-3.

34. J. Zheng, J. Cheng, C. Chen, "A Modified Frequency Scaling Algorithm for Missile-Borne SAR Imaging," 2008 Second International Symposium on Intelligent Information Technology Application, Shanghai, China, pp. 337-341, doi: 10.1109/IITA.2008.315.

35. J. W. Goodman, Introduction to the Fourier optics, Mir, Moscow, 1970.

36. M. Born, Fundamentals of Optics, Nauka, Moscow, 1973.
37. A. Zommerfel'd, Optics, Izdat. inostrannoy literatury, Moscow, 1953.
38. Volosyuk, V. K., Pavlikov, V. V., Zhyla, S. S. "Phenomenological Description of the Electromagnetic Field and Coherent Images in Radio Engineering and Optical." IEEE 17th International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory (MMET-2018), Kiev, 2018, pp. 302-305.
39. Volosyuk, V. K., Zhila, S. S., Kolesnikov, D. V. "Phenomenological description of coherent radar images based on the concepts of the measure of set and stochastic integral." Telecommunications and Radio Engineering, no. 78, 2019, pp. 19–30. doi: 10.1615/telecomradeng. v78.i1.30.
40. P. Singh and R. Shree, "Analysis and effects of speckle noise in SAR images," ICACCA 2016 2nd International Conference on Advances in Computing, Communication, & Automation, Bareilly, India, 2016, pp. 1-5, doi: 10.1109/ICACCAF.2016.7748978.
41. S.V. Parhad, K.K. Warhade, S.S. Shitole, "Speckle noise reduction in sar images using improved filtering and supervised classification," Multimed Tools 2024, 54615–54636, doi.org/10.1007/s11042-023-17648-0.
42. C. Gonzalez E. Richard "Digital Image Processing," Pearson education, 2018, pp. 993.
43. Lei Zhou, Chuanlin Liu, Amit Yadav, Sami Azam Asif Karim, "Image Quality Assessment Based on Edge and Texture Information," Machine Vision and Applications, 2024, doi.org/10.1007/s00138-024-01522-6.
44. Zhou Wang, A.C. Bovik, H.R. Sheikh, E.P. Simoncelli, Image Quality Assessment: From Error Visibility to Structural Similarity," IEEE Transactions on Image Processing, Vol. 13, No. 4. 2004, pp 600 – 612, doi: 10.1109/TIP.2003.819861.
45. Damara-Venkata, N., Kite, T. D., Geisler, W. S., Evans, B. L., Bovik, A. C. (2000). "Image Quality Assessment Based on a Degradation Model," IEEE Transactions on Image Processing, Vol. 9, No. 4., 2000, pp 636 – 650, doi: 10.1109/83.841940.

46. A. M. Eskicioglu, P. S. Fisher, "Image Quality Measures and Their Performance," IEEE Transactions on Communications. 1995, pp. 2959-2965, [dx.doi.org/10.1109/26.477498](https://doi.org/10.1109/26.477498).

47. A. Shnayderman, A. Gusev, A. M. Eskicioglu, "An SVD-Based Grayscale Image Quality Measure for Local and Global Assessment," IEEE Transactions on Image Processing, Vol. 15, No. 2., 2006, pp. 422 – 429, doi.org/10.1109/TIP.2005.86060.

48. H. R. Sheikh and A. C. Bovik, "Image information and visual quality," IEEE Trans. Image Processing, vol. 13, no. 4, Apr. 2004., pp. 430 – 444, doi: [10.1109/TIP.2005.859378](https://doi.org/10.1109/TIP.2005.859378).

49. Minghua Zhao, Yong Fan, Yonghong Zhang, Zongrui He, "The W-Band High Order Avalanche Diode Frequency Multiplier," Int J Infrared Milli Waves, 2007, pp. :663–669 doi [10.1007/s10762-007-9238-4](https://doi.org/10.1007/s10762-007-9238-4).

ДОДАТОК А
КОПІЯ АКТУ ПРО ВПРОВАДЖЕННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ НАУКОВОГО
ДОСЛІДЖЕННЯ

ДОДАТОК Б

КОМП'ЮТЕРНА ПРОГРАМА КЕРУВАННЯ МОДУЛЕМ ЛІНІЙНОГО ПЕРЕМІЩЕННЯ

```

clc
clear all
s = serial('COM6','BaudRate',50000, 'DataBits', 8, 'Timeout', 1000);
fopen(s);
flushinput(s)
data_1 = 0b000000000;
fwrite(s, data_1, "uint8");
pause(1);
fwrite(s, data_1, "uint8");

m = [0 0];
space = [0 0];
    while ((m(1)~= 32)||(m(2)~= 32))

        m(1:end-1)=m(2:end);
        m(end)= fread(s, 1, 'uint8');
    end

while (1)
    space = fread(s, 2, 'uint8');
    if((space(1)== 31)&&(space(2)== 31))
        sprintf('запис: %f, завершено: %f, \n', space, space);
        break;
    end
end
end

```

```

fclose(s);
% data_1=[3b_dir, 5b_counter]
%3b_dir:
% 000 - ZeroPosition
% 001 - start
% 010 - stop
% 5b_counter:
% кількість проходів залежить від числа:
% 1 = 00001 в один бік і зупинка
% 2 = 00010 в один бік і повернення назад
% аналогічний розрахунок десяткових значень у двійкову систему
% ZeroPosition потрібно відправляти після команди stop, інакше буде проблемне
переключення режимів
% у момент відправки команди start, вказуємо кількість проходів
% start data_1 = 0b00100001; приклад одного проходу
% stop data_1 = 0b01000000;
% ZeroPosition data_1 = 0b00000000;

```

ДОДАТОК В

ПРОГРАМНИЙ КОД РОБОТИ МІКРОКОНТРОЛЕРА STM32F030R8, ЩО КЕРУЄ ПАРАМЕТРАМИ КРОКОВОГО ДВИГНУ

```

void TIM3_IRQHandler(void)
{
    /* USER CODE BEGIN TIM3_IRQn 0 */
    /* USER CODE END TIM3_IRQn 0 */
    HAL_TIM_IRQHandler(&htim3);
    /* USER CODE BEGIN TIM3_IRQn 1 */
        if (F == 0) {
            cnt_n++;
            if (cnt_n == 100) {
                c++;
                if (c > counter) {
                    F = 1;
                    counter = 0;
                    HAL_TIM_OC_Stop_IT(&htim3, TIM_CHANNEL_2);
                    HAL_GPIO_WritePin(EN_GPIO_Port, EN_Pin,
GPIO_PIN_SET);

                    cnt_n = 8;
                    c = 0;
                }
            }
            if (cnt_n == cnt_o && cnt_n < 16400) {
                cnt_o = cnt_n + (cnt_n / 6);
                cn -= 7;
                TIM3->ARR = cn;
            } else if (cnt_n >= cnt_o && cnt_n <= 304999) {
                cnt_o = 305000;

```

```

    }
    if (cnt_n >= cnt_o) {
        cnt_o = cnt_n + 2500;
        if (cn < 62) {
            cn += 5;
            TIM3->ARR = cn;
        }}
    if (HAL_GPIO_ReadPin(SNSR1_GPIO_Port, SNSR1_Pin)) {
        snsr1++;
        if (snsr1 >= 20) {
            F = 0;
            cn = 201;
            cnt_n = 0;
            cnt_o = 300;
            HAL_GPIO_WritePin(DIR_GPIO_Port, DIR_Pin,
GPIO_PIN_RESET);
        }
    } else {
        snsr1 = 0;
    }
    if (HAL_GPIO_ReadPin(SNSR2_GPIO_Port, SNSR2_Pin)) {
        snsr2++;
        if (snsr2 >= 20) {
            F = 0;
            cn = 201;
            cnt_n = 0;
            cnt_o = 300;
            HAL_GPIO_WritePin(DIR_GPIO_Port, DIR_Pin,
GPIO_PIN_SET);
        }
    }

```

```

    } else {
        snsr2 = 0;
    }

/* USER CODE END TIM3_IRQn 1 */
}

void USART1_IRQHandler(void)
{
/* USER CODE BEGIN USART1_IRQn 0 */
/* USER CODE END USART1_IRQn 0 */
HAL_UART_IRQHandler(&huart1);
/* USER CODE BEGIN USART1_IRQn 1 */
    HAL_UART_Receive(&huart1, (uint8_t*) rcv, 1, 0xFFFF);
    counter = rcv[0]&0x1F;
    move_mode = rcv[0] >> 5;
    switch (move_mode) {
case 0: {
        F = 1;
        Flag = 1;
        GET_BUSY = 1;
        ZeroPosition();
        break;
    }
case 1: {
        F = 0;
        GET_BUSY = 1;
        HAL_GPIO_WritePin(EN_GPIO_Port, EN_Pin, GPIO_PIN_RESET);
        HAL_TIM_OC_Start_IT(&htim3, TIM_CHANNEL_2);
        break;
    }
case 2: {

```

```
F = 1;
GET_BUSY = 1;
HAL_GPIO_WritePin(EN_GPIO_Port, EN_Pin, GPIO_PIN_SET);
HAL_TIM_OC_Stop_IT(&htim3, TIM_CHANNEL_2);
break;
}
default: {
}
}
/* USER CODE END USART1_IRQn 1 */
}
```