

НАЦІОНАЛЬНИЙ АЕРОКОСМІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
«ХАРКІВСЬКИЙ АВІАЦІЙНИЙ ІНСТИТУТ»
МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ АЕРОКОСМІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
«ХАРКІВСЬКИЙ АВІАЦІЙНИЙ ІНСТИТУТ»
МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

*Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису*

МАЛАШТА ПАВЛО ПЕТРОВИЧ

УДК 621.396.969.11: 629.783: 528.854

**ДИСЕРТАЦІЯ
ПРИНЦИПИ ТА ОСОБЛИВОСТІ ФОРМУВАННЯ ФАНТОМНИХ
РАДІОЛОКАЦІЙНИХ ЗОБРАЖЕНЬ КОСМІЧНИХ РСА**

172 Телекомунікації та радіотехніка
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

П.П. МАЛАШТА

підпис *Ініціали та прізвище дисертанта*

Науковий керівник:

Одокієнко Олексій Володимирович, кандидат технічних наук, доцент

Харків – 2026

АНОТАЦІЯ

Малашита П.П. Принципи та особливості формування фантомних радіолокаційних зображень космічних РСА. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора філософії за спеціальністю 172 Телекомунікації та радіотехніка (17 Електроніка та телекомунікації) – Національний аерокосмічний університет «Харківський авіаційний інститут», Харків, 2026.

Дисертаційну роботу присвячено **актуальному** питанню формування фантомних радіолокаційних зображень космічних РСА з використанням індукованих у підкладку хвилеводів на основі високоомних сполук $A^{II}B^{VI}$.

Було створено концепцію радару фантомізації зображень космічних РСА. Сформовано архітектуру такої радіотехнічної системи, розроблено структурну схему її приймального та передавального тракту. Встановлено просторово-часові параметри взаємодії космічного РСА з радаром фантомізації. Розроблено математичний опис очікуваних сигналів космічного РСА та розміру ділянки фантомізації. Розроблено алгоритми функціонування радіоканалу з оцінюванням ключових характеристик ЛЧМ-сигналу. Визначено принцип формування сигналу фантомізації та встановлено його коректність. Вперше запропоновано застосування інтегрованих у підкладку хвилеводів на кристалах $A^{II}B^{VI}$ для створення швидкісного керованого фотозбудженням фазообертача, який необхідний для функціонування передавача радару фантомізації. Запропоновано спосіб обробки зображень для радіотехнічної системи фантомізації космічних РСА.

Метою дисертаційної роботи є встановлення принципів та особливостей формування фантомних радіолокаційних зображень космічних РСА та обґрунтування застосування інтегрованих у підкладку хвилеводів на кристалах $A^{II}B^{VI}$ в радіотехнічних системах фантомізації для радіолокаційного маскування та імітаційної протидії космічним РСА.

Об'єкт дослідження – процес формування фантомних об'єктів на радіолокаційних зображеннях радіотехнічних систем космічного дистанційного зондування із синтезованою апертурою антени.

Предмет дослідження – принципи, особливості та радіотехнічні рішення формування фантомних радіолокаційних зображень космічних РСА з використанням цифрової обробки зображень для локалізації ділянок розміщення імітацій та інтегрованих у підкладку хвилеводних НВЧ-компонентів на основі кристалів $A^{II}B^{VI}$.

У першому розділі проведено комплексний аналіз сучасного стану сфери протидії системам космічного радіолокаційного дистанційного зондування типу РСА. Встановлено, що найбільш перспективним напрямом є імітаційне глушіння, яке базується на ретрансляції модифікованого сигналу РСА. Виявлено, що більшість існуючих підходів мають суто теоретичний характер або обмежені програмним моделюванням, тоді як питання детальної розробки апаратної архітектури та конкретних технічних рішень для реалізації таких систем залишаються недостатньо вивченими. Відзначається відсутність єдиної концепції побудови радіотехнічних засобів фантомізації у вітчизняній науковій літературі, що, враховуючи стратегічні виклики та необхідність використання доступної елементної бази пристроїв НВЧ, зумовлює актуальність розробки нових радіотехнічних рішень, в тому числі і на основі інтегрованих у підкладку НВЧ компонентів.

У другому розділі дисертаційної роботи запропоновано єдину концепцію побудови радіотехнічної системи фантомізації зображень космічних РСА. Отримано просторово-часові параметри взаємодії системи «космічний РСА – радар фантомізації». Визначено очікувані параметри ЛЧМ – сигналу космічного РСА з позицій просторової конфігурації формування радіозображення та із врахуванням діаграми спрямованості антени космічного РСА. Виконано оцінку просторової роздільної здатності космічного РСА для різних видів огляду підстильної поверхні, що дало можливість оцінити розмір створюваного фантомного об'єкта. Отримано узагальнену математичну модель

сигналу, що відбивається від ділянки підстильної поверхні і реєструється приймачем космічного РСА та є базовою для проектування радіотехнічних систем фантомізації. Наведено узагальнену блок-схему космічного РСА для використання в моделі радару фантомізації. З використанням апарату статистичної теорії радіотехнічних систем та метода максимальної правдоподібності синтезовано структурну схему приймача радіотехнічної системи фантомізації. Визначено точність оцінки вектору параметрів ЛЧМ-сигналу радіоканалу радару фантомізації. Отримано аналітичні вирази для граничних середньоквадратичних похибок оцінок параметрів ЛЧМ – сигналу у приймальному каналі радіолокатора фантомізації. Проаналізовано модель РСА з огляду на формування сигналу фантомізації, що дозволило визначити принцип формування сигналу фантомізації. Перевірка принципу формування сигналу фантомізації встановила його коректність. Запропоновано блок-схему передавача радару фантомізації. Обґрунтовано, що для реалізації такого передавального пристрою необхідне застосування малогабаритного фазообертача з високою швидкодією та плавним керуванням.

У третьому розділі вперше обґрунтовано теоретичні основи проектування інтегрованих у підкладку хвилеводів на основі напівпровідникових кристалів $A^{II}B^{VI}$ для побудови систем фантомізації. Із застосуванням моделі універсального діелектричного відгуку Джоншера виконано кількісне оцінювання комплексної діелектричної проникності низки сполук (ZnS, ZnSe, ZnTe, CdTe, CdZnTe) у діапазоні 1 – 100 ГГц. Проведено аналітичний розрахунок геометричних та електродинамічних параметрів SIW – хвилеводів на базі зазначених кристалів. За допомогою програмного комплексу Ansys HFSS розроблено електродинамічну модель SIW-структури на підкладці із сульфиду цинку (ZnS) та отримано частотні залежності S-параметрів, що підтвердили можливість суттєвої мініатюризації елементної бази при збереженні високих характеристик узгодження та передачі сигналу. Обґрунтовано принципи та особливості формування швидкодіючого фазообертача з оптичним керуванням на базі SIW – хвилеводу утвореного на

кристалах $A^{II}B^{VI}$, для використання у передавальному пристрої системи радіолокаційної фантомізації.

У четвертому розділі запропоновано метод обробки зображень для радіотехнічної системи фантомізації космічних РСА. Зазначимо, що попереднє визначення просторових зон для створення фантомних об'єктів є необхідним етапом для успішної імітаційної протидії космічним РСА. Це дозволяє уникнути формування радіолокаційних фантомів в областях присутності реальних об'єктів із великим ЕПР, виконати налаштування радару фантомізації для створення найбільш реалістичних імітацій, а також здійснити наповнення банку моделей радару фантомізації. Розроблено послідовність етапів цифрової обробки даних, що включає гауссівську фільтрацію для нівелювання спекл-шуму, гістограмну корекцію динамічного діапазону та виділення контурів об'єктів за допомогою градієнтних операторів. В ході експериментальних досліджень доведено працездатність методу та встановлено, що використання оператора Робертса є найбільш ефективним для детектування меж на РСА-зображеннях. Це дозволило знизити ймовірність помилок першого роду на 2,64% – 5,66% та помилок другого роду на 2,4% – 4,26% порівняно з класичними операторами Собеля та Прюїтга, що забезпечує високу точність ідентифікації ділянок розміщення фантомних об'єктів.

В результаті виконання дисертаційної роботи було вирішено важливу науково-прикладну задачу — встановлено принципи та особливості формування фантомних радіолокаційних зображень, а також обґрунтовано застосування інтегрованих у підкладку хвилеводів на кристалах $A^{II}B^{VI}$ в радіотехнічних системах фантомізації для протидії космічним РСА.

Запропонований метод обробки зображень для радіотехнічної системи фантомізації космічних РСА може бути впроваджений в інтелектуальні системи керування засобами імітаційної протидії. Запропонована технологія проектування малогабаритних SIW-компонентів на основі високоомних кристалів $A^{II}B^{VI}$ дозволяє суттєво зменшити масогабаритні показники пристроїв НВЧ-діапазону, що є критично важливим для бортової апаратури авіаційного та

космічного базування. Це важливо і з огляду створення швидкісних оптично керованих фазообертачів на SIW-структурах з кристалами $A^{II}B^{VI}$ для радіотехнічних систем фантомізації космічних РСА. Результати роботи можуть бути використані проектно-конструкторськими організаціями радіотехнічної галузі для створення перспективної елементної бази НВЧ пристроїв спеціального призначення та у навчальному процесі вищих навчальних закладів за спеціальністю G5 «Електроніка, електронні комунікації, приладобудування та радіотехніка» (172 «Електронні комунікації та радіотехніка»).

Наукова новизна роботи:

1. Отримали подальший розвиток математичні моделі сигналів космічного РСА, параметри та структура системи «РСА – радар фантомізації», які відрізняються урахуванням умов формування сигналу для фантомізації зображень саме космічних РСА, що дозволило сформуванню на базі статистичної теорії радіотехнічних систем детальну структуру прийомного та передавального трактів таких систем.
2. Удосконалено метод визначення граничних середньоквадратичних похибок оцінок параметрів ЛЧМ-сигналу у приймальному каналі радіолокатора фантомізації, який відрізняється застосуванням обґрунтованого функціоналу правдоподібності для системи «радар фантомізації – космічний РСА», що дозволило оцінити вплив похибок оцінювання параметрів сигналу РСА на роботу радара фантомізації при його технічній реалізації.
3. Вперше обґрунтовано теоретичні основи проектування SIW – хвилеводів на основі напівпровідникових кристалів $A^{II}B^{VI}$ для формування швидкісного керованого фотозбудженням фазообертача в складі передавача радіотехнічної системи фантомізації космічних РСА.

Практичне значення отриманих результатів:

1. Сформовано рекомендації та аналітичний апарат для створення малогабаритної елементної бази НВЧ-діапазону на основі SIW-технології та кристалів групи $A^{II}B^{VI}$, що необхідно для проектування НВЧ пристроїв

спеціального призначення, а також дозволяє суттєво знизити масогабаритні показники аерокосмічної бортової апаратури.

2. Розроблено та наведено приклад реалізації методу обробки зображень для радіотехнічної системи фантомізації космічних РСА, який може бути інтегрований у перспективні комплекси радіоелектронного захисту від космічної розвідки.

3. Отримані блок-схеми приймального та передавального трактів радіотехнічної системи фантомізації космічних РСА є основою для практичної розробки та технічного впровадження відповідної апаратури спеціального призначення.

Результати оцінки діелектричних характеристик напівпровідникових сполук у діапазоні 1 – 100 ГГц можуть бути використані підприємствами приладобудування при створенні нових типів інтегрованих хвилеводних пристроїв та у навчальному процесі за спеціальністю G5 «Електроніка, електронні комунікації, приладобудування та радіотехніка» (172 «Електронні комунікації та радіотехніка», 172 «Телекомунікації та радіотехніка»).

Отримані наукові результати можуть бути використані науково-дослідними та проектними організаціями, конструкторськими бюро, організаціями оборонно-промислового комплексу, навчальними закладами аерокосмічної сфери та іншими установами, які спеціалізуються в галузі розробки засобів радіоелектронної протидії, проектування малогабаритної елементної бази НВЧ-діапазону та експлуатації систем космічного радіолокаційного моніторингу.

Ключові слова: фантомізація радіолокаційних зображень, радіолокатор із синтезованою апертурою, РСА, радіолокаційне зображення, радіотехнічна система фантомізації, кристали $A^{II}B^{VI}$, SIW – хвилевод.

ABSTRACT

Malashta P.P. Principles and Features of Phantom Radar Image Formation in Spaceborne SAR. – Qualifying scientific work on the rights of a manuscript.

Thesis for the degree of Doctor of Philosophy in specialty 172 Telecommunications and Radio Engineering (17 Electronics and Telecommunications) – National Aerospace University "Kharkiv Aviation Institute", Kharkiv, 2026.

The dissertation is devoted to the topical issue of phantom radar image formation in spaceborne SAR using substrate-integrated waveguides based on high-resistivity $A^{II}B^{VI}$ crystals.

A concept of a spaceborne SAR image phantomization radar has been developed. The architecture of such a radioelectronic system has been formed, and the block diagrams of its receiving and transmitting tracts have been designed. The spatial-temporal parameters of the interaction between the spaceborne SAR and the phantomization radar have been determined. A mathematical description of the expected spaceborne SAR signals and the size of the phantomization area has been developed. Furthermore, radio channel operation algorithms with the estimation of the LFM signal characteristics have been proposed. The principle of phantom signal formation has been determined and its correctness has been established. For the first time, the application of substrate-integrated waveguides on $A^{II}B^{VI}$ crystals has been proposed to create a high-speed optically controlled phase shifter required for the operation of the phantomization radar transmitter. A method of image processing for a radio-electronic phantom image generation system of spaceborne SAR is proposed.

The **aim** of the dissertation is to establish the principles and features of phantom radar image formation in spaceborne SAR and to substantiate the application of substrate-integrated waveguides on $A^{II}B^{VI}$ crystals in radioelectronic phantomization systems for radar masking and imitative countermeasure against spaceborne SAR.

Object of research – the process of forming phantom objects on radar images of spaceborne remote sensing radioelectronic systems with synthetic aperture antenna.

Subject of research – the principles, features, and radio-electronic solutions for spaceborne SAR phantom radar image formation utilizing digital image processing for the localization of imitation placement areas and substrate-integrated waveguide microwave components based on $A^{II}B^{VI}$ crystals.

In the first chapter, a comprehensive analysis of the current state of countermeasures against spaceborne radar remote sensing systems, specifically Synthetic Aperture Radar (SAR) systems, was conducted. It is established that deceptive jamming, based on the retransmission of a modified SAR signal, represents the most promising direction. The analysis reveals that the majority of existing approaches are purely theoretical or limited to software simulation, whereas the issues of detailed hardware architecture development and specific technical solutions for implementing such systems remain insufficiently studied. Furthermore, there is a lack of a unified concept for constructing radioelectronic phantomization means in domestic scientific literature. Given the strategic challenges and the necessity of utilizing accessible microwave device component base, this gap conditions the urgency of developing new radioelectronic solutions, including those based on substrate-integrated microwave components.

In the second chapter, the unified concept for constructing a radioelectronic system for spaceborne SAR image phantomization is proposed. The spatial-temporal parameters of the interaction within the "spaceborne SAR – phantomization radar" system have been obtained. The expected parameters of the spaceborne SAR LFM signal have been determined from the perspective of the spatial configuration of radio image formation, taking into account the antenna radiation pattern of the spaceborne SAR. An estimation of the spaceborne SAR spatial resolution has been performed for various modes of underlying surface scanning, which enabled evaluating the size of the generated phantom object. A generalized mathematical model of the signal reflected from a section of the underlying surface and registered by the spaceborne

SAR receiver has been obtained, serving as a baseline for designing radioelectronic phantomization systems. A generalized block diagram of the spaceborne SAR is presented for use in the phantomization radar model. Utilizing the framework of the statistical theory of radioelectronic systems and the maximum likelihood method, the structural diagram of the phantomization radioelectronic system receiver has been synthesized. The accuracy of estimating the LFM signal parameter vector of the phantomization radar radio channel has been determined. Analytical expressions have been derived for the lower bounds of root-mean-square errors (RMSE) in estimating the LFM signal parameters within the receiving channel of the phantomization radar. The SAR model was analyzed with respect to the formation of the phantom signal, which allowed us to determine the principle of the formation of the phantom signal. Verification of the principle of the formation of the phantom signal established its correctness. A block diagram of the phantomization radar transmitter has been proposed. It has been substantiated that the implementation of such a transmitting device requires the application of a compact, high-speed phase shifter with continuous optical control.

In the third chapter, the theoretical foundations for designing substrate-integrated waveguides based on $A^{II}B^{VI}$ semiconductor crystals for constructing phantomization systems were substantiated for the first time. Utilizing Jonscher's universal dielectric response model, a quantitative evaluation of the complex permittivity of a series of compounds (ZnS, ZnSe, ZnTe, CdTe, CdZnTe) has been performed in the 1–100 GHz frequency range. An analytical calculation of the geometric and electrodynamic parameters of SIW waveguides based on the specified crystals has been carried out. Using the Ansys HFSS software, an electrodynamic model of the SIW structure on a zinc sulfide (ZnS) substrate has been developed, and the frequency dependencies of the S-parameters have been obtained. These dependencies confirmed the possibility of significant miniaturization of the component base while maintaining high matching and signal transmission characteristics. Finally, the design of a high-speed optically controlled phase shifter

based on a substrate-integrated waveguide formed on $A^{II}B^{VI}$ crystals has been substantiated for use in the transmitter of the radar phantomization system.

In the fourth chapter, an image processing method is proposed for a spaceborne SAR radioelectronic phantom image generation system. It should be noted that the preliminary determination of spatial zones for generating phantom objects is a necessary stage for successful imitative countermeasure against spaceborne SAR. This avoids the generation of radar phantoms in areas where real high-RCS objects are present, allows configuring the phantomization radar to create the most realistic simulations, and enables populating the model database of the phantomization radar. A sequence of digital data processing stages has been developed, including Gaussian filtering to mitigate speckle noise, histogram equalization of the dynamic range, and object edge detection using gradient operators. Experimental studies have proven the operability of the method and established that the utilization of the Roberts operator is the most effective for edge detection on SAR images. This enabled reducing the probability of type I errors by 2.64%–5.66% and type II errors by 2.4%–4.26% compared to classical Sobel and Prewitt operators, thereby ensuring high accuracy in identifying areas for phantom object placement.

As a result of the dissertation research, an important scientific and applied problem was solved—the principles and features of phantom radar image formation have been established, and the application of substrate-integrated waveguides on $A^{II}B^{VI}$ crystals in radioelectronic phantomization systems for countering spaceborne SAR has been substantiated.

The proposed image processing method for a spaceborne SAR radio-electronic phantomization system can be implemented into intelligent control systems for deceptive countermeasure assets. The proposed technology for designing compact SIW components based on high-resistivity $A^{II}B^{VI}$ crystals enables a significant reduction in the size and weight metrics of microwave devices, which is critical for airborne and spaceborne equipment. This is also essential for the development of high-speed optically controlled phase shifters on SIW structures with $A^{II}B^{VI}$ crystals

for radioelectronic spaceborne SAR phantomization systems. The results of the research can be utilized by design and engineering organizations in the radio-technical industry to develop a promising component base for special-purpose microwave devices. Furthermore, the materials can be integrated into the educational process of higher education institutions for students specializing in field G5 "Electronics, Electronic Communications, Instrumentation, and Radio Engineering" (172 "Electronic Communications and Radio Engineering").

Scientific novelty of the work:

1. Mathematical models of spaceborne SAR signals, as well as the parameters and structure of the "SAR radar – phantomization radar" system, have been further developed. These differ by taking into account the specific conditions of signal formation for the image phantomization of spaceborne SAR in particular, which enabled forming a detailed structure of the receiving and transmitting tracts of such systems based on the statistical theory of radioelectronic systems.

2. The method for determining the lower bounds of root-mean-square errors in estimating LFM signal parameters within the receiving channel of the phantomization radar has been improved. This method differs by applying a substantiated likelihood functional for the "phantomization radar – spaceborne SAR" system, which enabled evaluating the impact of SAR signal parameter estimation errors on the performance of the phantomization radar during its technical implementation.

3. For the first time, the theoretical foundations for designing substrate-integrated waveguides based on $A^{II}B^{VI}$ semiconductor crystals have been substantiated to form a high-speed optically controlled phase shifter within the transmitter of a spaceborne SAR radioelectronic phantomization system.

Practical significance of the obtained results:

1. Recommendations and an analytical framework have been formulated for creating a compact microwave component base based on SIW technology and $A^{II}B^{VI}$ group crystals. This is necessary for designing special-purpose microwave devices

and enables a significant reduction in the weight and size metrics of aerospace airborne equipment.

2. An image processing method for a spaceborne SAR radio-electronic phantomization system has been developed and exemplified, which can be integrated into advanced electronic protection complexes against spaceborne reconnaissance.

3. The developed block diagrams of the receiving and transmitting tracts of the spaceborne SAR radioelectronic phantomization system serve as a foundation for the practical development and technical implementation of the corresponding special-purpose equipment.

The evaluation results of the dielectric characteristics of semiconductor compounds in the 1–100 GHz frequency range can be utilized by instrumentation enterprises when developing new types of integrated waveguide devices, as well as in the educational process for field G5 "Electronics, Electronic Communications, Instrumentation, and Radio Engineering" (172 "Electronic Communications and Radio Engineering", 172 "Telecommunications and Radio Engineering").

The obtained scientific results can be utilized by research and design organizations, design bureaus, defense-industrial complex entities, aerospace educational institutions, and other institutions specializing in the development of electronic countermeasure means, the design of compact microwave component base, and the operation of spaceborne radar monitoring systems.

Keywords: radar image phantomization, synthetic aperture radar, SAR, radar image, radioelectronic phantomization system, $A^{II}B^{VI}$ crystals, substrate-integrated waveguide.

СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЙНОЇ РОБОТИ

Статті у виданнях, що реферуються у базі даних Scopus:

1. Foundations of radar synthesis theory of phantom objects formation in SAR images / V. Pavlikov, S. Zhyla, P. Pozdniakov, D. Kolesnikov, H. Cherepnin, O. Shmatko, O. Odokiienko, **P. Malashta**, E. Tserne // Radioelectronic and Computer Systems. – Kharkiv, 2024. – № 4(112). – P. 123–140. <https://10.32620/reks.2024.4.11> (**Scopus Q3**);

2. Khudov, H., Makoveichuk, O., Khizhnyak, I., Huriev, D., Popov, A., Oliynick, S., **Malashta, P.**, Sydorov, Y., Rohulia, O., Adamchuk, M. (2025). Improving a method that rapidly determines the phantomization areas in an image acquired from a space-based radar observation system. Eastern-European Journal of Enterprise Technologies, 6(9), p. 67 – 76. <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2025.347659> (**Scopus Q3**);

Статті у виданнях категорії Б:

3. Павліков, В.В., Поздняков, П.В., Церне, Е.О., Колесніков, Д.В., Перетяцько, М.С., **Малашта, П.П.** (2024). Теорія фантомізації радіозображень РСА: базові відомості та обґрунтування розмірів ділянки фантомізації. Авіаційно-космічна техніка і технологія, (5), 72–84. <https://doi.org/10.32620/aktt.2024.5.08>

4. Олійник, С., Чугай, О., Одокієнко, О., **Малашта, П.**, Денисюк, Т. (2025). Теоретичні основи розробки SIW – хвилеводів на кристалах $A^{II}B^{VI}$ для радарів РСА. Measuring and computing devices in technological processes, 84(4), 300–309. <https://doi.org/10.31891/2219-9365-2025-84-34>

Патенти:

5. Заявка на патент на корисну модель «Спосіб оперативного вибору ділянки фантомізації на зображенні з космічної системи радіолокаційного

спостереження на основі оператора Прюїтта», МПК G06T 7/11, G06K 9/46, 9/64, подано 31.12.2025, Автори Чугай О.М., Попов А.В., Олійник С.В., Малашта П.П. та ін.

Наукові праці, які засвідчують апробацію матеріалів дисертації:

6. Pavlikov, V., Volosiuk, V., Kolesnikov, D., Kosharskyi, V., Cherepnin, H., **Malashta, P.** (2024, September). Concept of radars synthesis theory for creating phantom objects in SAR images. In 2024 14th International Conference on Advanced Computer Information Technologies (ACIT) (pp. 695-698). IEEE. <https://doi.org/10.1109/ACIT62333.2024.10712456>

7. Pavlikov, V., Zhyla, S., Pozdniakov, P., Kolesnikov, D., Cherepnin, H., **Malashta, P.** (2024, October). Basic Geometric Relations, Parameters and Characteristics of Theory for Phantomizing of SAR Images. In 2024 IEEE 17th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET) (pp. 312-316). IEEE. <https://doi.org/10.1109/TCSET64720.2024.10755612>

8. Pavlikov, V., Peretyatko, M., Pozdniakov, P., **Malashta, P.**, Kolesnikov, D., & Tserne, E. (2025, September). Radio Channel Design for Radio Pulse Parameters Estimation in Image Phantomization Radar. In 2025 15th International Conference on Advanced Computer Information Technologies (ACIT) (pp. 753-757). IEEE. <https://doi.org/10.1109/ACIT65614.2025.11185600>

9. Pavlikov, V., Peretyatko, M., **Malashta, P.**, Tserne, E., Popov, A., & Kolesnikov, D. (2025, September). Research on the Marginal Errors of Estimates of LFM Signal Parameters in the Receiving Channel of a Phantomization Radar. In 2025 15th International Conference on Advanced Computer Information Technologies (ACIT) (pp. 749-752). IEEE. <https://doi.org/10.1109/ACIT65614.2025.11185842>

ЗМІСТ

ВСТУП	21
РОЗДІЛ 1 ФОРМУВАННЯ ФАНТОМНИХ ОБ’ЄКТІВ У РАДІОЛОКАЦІЙНИХ ЗОБРАЖЕННЯХ КОСМІЧНИХ РСА. ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ	29
1.1 Глушіння космічних РСА	30
1.2 Формування фантомних елементів на зображеннях космічних РСА	39
1.3 Пасивні методи глушіння космічних РСА.....	50
1.4 ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 1.....	52
1.5 Мета та завдання дослідження	53
1.6 ЛІТЕРАТУРА ДО РОЗДІЛУ 1.....	54
РОЗДІЛ 2 КОНЦЕПЦІЯ, ПАРАМЕТРИ, СИГНАЛИ ТА СТРУКТУРА РАДІОТЕХНІЧНОЇ СИСТЕМИ ФАНТОМІЗАЦІЇ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ ЗОБРАЖЕНЬ РСА КОСМІЧНОГО БАЗУВАННЯ.....	60
2.1 Концепція формування радіотехнічних систем для створення фантомних об’єктів на зображеннях РСА	61
2.2 Просторово-часові параметри взаємодії системи «РСА – радар фантомізації».....	67
2.3 Очікувані параметри сигналу РСА з точки зору просторових параметрів формування радіозображення	71
2.4 Просторова роздільна здатність та визначення областей потенційного формування фантомних радіозображень	74
2.5 Узагальнена модель зондувального сигналу бортової РСА та його аналітичні перетворення в процесі дистанційного зондування.....	81
2.6 Структура бортової РСА згідно узагальненої моделі її застосування....	87
2.7 Зв’язок параметрів зондувального сигналу космічної РСА та просторових характеристик синтезованої діаграми спрямованості антени.....	89
2.8 Аналіз моделі РСА з точки зору задачі фантомізації	92

2.9	Радіоканал радару фантомізації з функцією оцінки параметрів радіоімпульсів космічного РСА.....	96
2.10	Точність оцінки вектору параметрів ЛЧМ-сигналу радіоканалу радару фантомізації.....	100
2.11	Граничні похибки оцінок параметрів ЛЧМ-сигналу у приймальному каналі радіолокатора фантомізації.....	103
2.12	Принцип формування сигналу фантомізації.....	109
2.12.1	Амплітудна корекція сигналу фантомізації	115
2.12.2	Затримка сигналу фантомізації відносно прийнятого сигналу РСА	116
2.12.3	Фазова корекція сигналу фантомізації.....	117
2.12.4	Перевірка принципу формування сигналу фантомізації.....	118
2.13	Структура та принципи функціонування передавача радару фантомізації.....	121
2.14	ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 2.....	124
2.15	ЛІТЕРАТУРА ДО РОЗДІЛУ 2.....	126
РОЗДІЛ 3 ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ РОЗРОБКИ SIW – ХВИЛЕВОДІВ НА КРИСТАЛАХ $A^{II}B^{VI}$ ДЛЯ РАДАРІВ ФАНТОМІЗАЦІЇ.....		133
3.1	Поточні тенденції та перспективи розвитку елементної бази хвилеводних систем РСА.....	134
3.2	Модель діелектричних параметрів кристалів $A^{II}B^{VI}$ в області НВЧ.....	136
3.3	Оцінка величини діелектричних параметрів кристалів $A^{II}B^{VI}$ в області НВЧ.....	140
3.4	Розрахунок SIW – хвилеводу на основі кристалів $A^{II}B^{VI}$	141
3.5	Приклад реалізації SIW – хвилеводу на основі кристалів $A^{II}B^{VI}$	144
3.6	Реалізація аналогового фазообертача на основі SIW – хвилеводу на кристалах $A^{II}B^{VI}$	147
3.7	ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 3.....	149
3.8	ЛІТЕРАТУРА ДО РОЗДІЛУ 3.....	150
РОЗДІЛ 4 ОБРОБКА РАДІОЛОКАЦІЙНИХ ЗОБРАЖЕНЬ ДЛЯ РАДІОТЕХНІЧНОЇ СИСТЕМИ ФАНТОМІЗАЦІЇ КОСМІЧНИХ РСА.....		154

4.1	Методи обробки радіолокаційних зображень для радіотехнічної системи фантомізації космічних РСА	155
4.2	Алгоритм реалізації методу обробки зображень для радіотехнічної системи фантомізації космічних РСА	158
4.3	Експериментальна апробація методу обробки зображень для радіотехнічної системи фантомізації космічних РСА	164
4.4	ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 4.....	170
4.5	ЛІТЕРАТУРА ДО РОЗДІЛУ 4.....	170
	ВИСНОВКИ.....	175
	ДОДАТОК А. СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЙНОЇ РОБОТИ.....	177
	ДОДАТОК Б АКТ ВПРОВАДЖЕННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЙНОЇ РОБОТИ	179

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ І СКОРОЧЕНЬ

- A/D – Analog-to-Digital Converter (аналого-цифровий перетворювач);
- Ansys HFSS – програмне середовище електродинамічного моделювання (High Frequency Structure Simulator);
- CdTe – телурид кадмію;
- CdZnTe – кадмій-цинк-телур;
- CNN – Convolutional Neural Network (згортова нейронна мережа);
- CPW – Coplanar Waveguide (копланарний хвилевід);
- D/A – Digital-to-Analog Converter (цифро-аналоговий перетворювач);
- DAC – Digital-to-Analog Converter (цифро-аналоговий перетворювач);
- DeepLabv3+ – глибока нейронна мережа для семантичної сегментації;
- DIS – Digital Interference Simulator (цифровий імітатор перешкод);
- DM – Deception Module (модуль оманливих перешкод);
- DRFM – Digital Radio Frequency Memory (цифрова пам'ять радіочастотного сигналу);
- FFT – Fast Fourier Transform (швидке перетворення Фур'є);
- FRFT – Fractional Fourier Transform (дробове перетворення Фур'є);
- FRGA / FPGA – Field-Programmable Gate Array (програмована користувачем вентильна матриця);
- ICEYE – фінська компанія-оператор супутникових РСА-систем;
- IFFT – Inverse Fast Fourier Transform (обернене швидке перетворення Фур'є);
- IFM – Instantaneous Frequency Measurement (вимірювання миттєвої частоти);
- JCR – Jammer-to-Clutter Ratio (відношення потужності перешкоди до відбиття від фону);
- JFR – Jammer Frequency Response (частотна характеристика глушіння);
- JMCM – Jammer Modeling and Control Module (модуль моделювання та керування перешкодами);
- JSF – Jammer Signal Former (формувавч сигналів глушіння);
- MB – Model Bank (банк моделей)

PhR – Phantom Radar (радар фантомізації);
PRI – Pulse Repetition Interval (інтервал повторення імпульсів);
RAM – Random Access Memory (оперативна пам'ять);
RLC – резистивно-індуктивно-ємнісне коло;
RLSE – Recursive Least Squares Estimation (рекурсивна оцінка методом найменших квадратів);
ROI – Region of Interest (область інтересу);
SAR – Synthetic Aperture Radar (радіолокатор із синтезованою апертурою);
SIW – Substrate Integrated Waveguide (інтегрований у підкладку хвилевід);
TDFS – Time-Domain Filtering System (система фільтрації в часовій області);
TS – target Simulator (імітор цілі);
U-Net – згорткова нейронна мережа сегментації зображень;
YOLO – You Only Look Once (алгоритм детекції об'єктів);
ZnS – сульфід цинку;
ZnSe – селенід цинку;
ZnTe – телурид цинку;
AM – амплітудно-модульований шумовий сигнал глушіння;
АЦП – аналого-цифровий перетворювач;
ЕВП – ефективна випромінювана потужність;
ЕПР – ефективна площа розсіювання;
ЛЧМ – лінійно-частотно модульований сигнал;
НВЧ – надвисокочастотний;
ПЛІС – програмована логічна інтегральна схема;
РПМ – радіопоглинальний матеріал;
РСА – радар з синтезованою апертурою;
РЧ – радіочастотний шумовий сигнал глушіння;
ТОА – Time of Arrival (час приходу сигналу);
ФМ – фазово-модульований шумовий сигнал глушіння;
ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач;
ЧМ – частотно-модульований шумовий сигнал глушіння.

ВСТУП

Актуальність проведення досліджень. Сучасний стан розвитку систем дистанційного зондування Землі характеризується стрімким зростанням ролі космічних радіолокаторів із синтезованою апертурою (РСА). Завдяки можливості забезпечувати високу роздільну здатність незалежно від метеорологічних умов та часу доби, космічний радіолокаційний моніторинг став ключовим інструментом глобального спостереження. Це створює нові виклики у сфері захисту інформації про стратегічно важливі об'єкти та території. За умов постійної присутності космічних РСА на орбіті, традиційні методи маскуванню стають недостатньо ефективними, що зумовлює критичну потребу в розробці систем радіоелектронної протидії.

Одним із найбільш перспективних напрямів у цій галузі є імітаційне глушіння, а саме — фантомізація радіолокаційних зображень. Цей процес передбачає формування на радіолокаційному зображенні підстильної поверхні хибних елементів – фантомів, які імітують реальні об'єкти, дезорієнтуючи системи автоматичного розпізнавання. Попри наявність значної кількості теоретичних розробок у сфері імітаційних завад, більшість існуючих підходів мають суто програмно-алгоритмічний характер або базуються на застарілих принципах апаратної реалізації. До того ж, в світовій науковій літературі відсутня єдина теорія створення радіотехнічних систем фантомізації радіолокаційних зображень космічних РСА.

У вітчизняному науковому просторі на сьогодні спостерігається відсутність цілісної концепції побудови засобів фантомізації, які б поєднували в собі високу швидкість цифрової обробки сигналів із сучасною компактною елементною базою. Традиційна хвилеводна техніка є занадто громіздкою для перспективних систем бортового та мобільного базування, а мікросмужкові лінії мають значні втрати у міліметровому діапазоні хвиль. Це створює наукове протиріччя між необхідністю оперативного формування складних фантомних зображень та можливостями наявної апаратної бази НВЧ-діапазону.

Вирішення зазначеної проблеми полягає у переході до використання технології інтегрованих у підкладку хвилеводів — SIW. Використання SIW-компонентів дозволяє поєднати переваги класичних металевих хвилеводів (низькі втрати, висока добротність) із перевагами планарних технологій (малогабаритність, низька вартість, можливість інтеграції в єдиний технологічний цикл із цифровими схемами).

Особливої актуальності набуває пошук нових матеріалів для підкладок таких пристроїв. Напівпровідникові високоомні кристали сполук $A^{II}B^{VI}$ (ZnS, ZnSe, CdZnTe) відкривають унікальні можливості для створення малогабаритних компонентів у діапазоні частот 1–100 ГГц. Дослідження електродинамічних параметрів цих кристалів та розробка на їх основі SIW-структур є критично важливим кроком для створення нового покоління систем фантомізації.

Крім апаратного аспекту, актуальність дослідження посилюється потребою в формуванні алгоритмів обробки радіозображень для радіотехнічної системи фантомізації космічних РСА. В умовах реального часу система протидії повинна швидко аналізувати структуру підстильної поверхні для коректного «вписування» хибних об'єктів у ландшафт. Отже, вдосконалення методів обробки зашумлених РСА зображень для оперативного виявлення об'єктів є необхідною умовою ефективної фантомізації.

Таким чином, актуальність дисертаційної роботи зумовлена необхідністю створення ефективних вітчизняних засобів радіоелектронної протидії космічним системам моніторингу, потребою у розробці теоретичних основ побудови радіотехнічних систем фантомізації нового типу, доцільністю використання SIW-технологій на базі сполук $A^{II}B^{VI}$ для істотного зниження масогабаритних показників апаратури НВЧ та формування спеціальних НВЧ-компонентів. Робота безпосередньо пов'язана з пріоритетними напрямками розвитку науки і техніки в Україні, зокрема у сфері розробки перспективних радіотехнічних систем та спеціальної елементної бази для аерокосмічного комплексу. Так, результати досліджень, що наведені в дисертації, отримані в

рамках науково-дослідної роботи «Теорія радіотехнічних систем формування фантомних радіозображень радарам аерокосмічного призначення».

Мета і завдання дослідження. Метою роботи є встановлення принципів та особливостей формування фантомних радіолокаційних зображень космічних РСА та обґрунтування застосування інтегрованих у підкладку хвилеводів на кристалах $A^{II}B^{VI}$ в радіотехнічних системах фантомізації для радіолокаційного маскування та імітаційної протидії космічним РСА.

Для досягнення поставленої мети у дисертаційній роботі необхідно вирішити наступні завдання:

- сформуванню єдиної концепції та принципи побудови радіотехнічної системи фантомізації зображень космічних РСА;
- визначити просторово-часові параметри та особливості взаємодії системи «космічний РСА – радар фантомізації»;
- сформуванню модель очікуваного ЛЧМ – сигналу космічного РСА;
- виконати оцінку просторової роздільної здатності космічного РСА для різних видів огляду підстильної поверхні;
- розробити блок-схему радара фантомізації, його передавального та приймального трактів з оцінкою параметрів сигналу космічного РСА;
- визначити точність оцінки параметрів сигналу космічного РСА в приймальному тракті радара фантомізації;
- визначити принцип формування сигналу фантомізації та перевірити його коректність;
- визначити принципи та особливості побудови передавального тракту радара фантомізації;
- обґрунтувати теоретичні засади проектування інтегрованих у підкладку хвилеводів на основі напівпровідникових кристалів $A^{II}B^{VI}$ для апаратної реалізації систем фантомізації;
- розробити метод обробки радіозображень для радіотехнічної системи фантомізації космічних РСА.

Об'єкт дослідження – процес формування фантомних об'єктів на радіолокаційних зображеннях радіотехнічних систем космічного дистанційного зондування із синтезованою апертурою антени.

Предмет дослідження – принципи, особливості та радіотехнічні рішення формування фантомних радіолокаційних зображень космічних РСА з використанням цифрової обробки зображень для локалізації ділянок розміщення імітацій та інтегрованих у підкладку хвилеводних НВЧ-компонентів на основі кристалів $A^{IV}B^{VI}$.

Для вирішення поставлених в дисертаційній роботі завдань використані наступні наукові **методи дослідження**:

- системний та спектральний аналіз;
- математичний та функціональний аналіз;
- методи математичної статистики, методи вирішення оптимізаційних задач статистичного синтезу;
- методи аналізу радіотехнічних систем формування зображень;
- цифрова обробка радіолокаційних сигналів та цифрова обробка зображень;
- математичне моделювання;
- метод моделювання електродинамічних параметрів SIW – хвилеводу в симуляторі Ansys HFSS.

Наукова новизна отриманих результатів:

1. Отримали подальший розвиток математичні моделі сигналів космічного РСА, параметри та структура системи «РСА – радар фантомізації», які відрізняються урахуванням умов формування сигналу для фантомізації зображень саме космічних РСА, що дозволило сформувати на базі статистичної теорії радіотехнічних систем детальну структуру прийомного та передавального трактів таких систем.

2. Удосконалено метод визначення граничних середньоквадратичних похибок оцінок параметрів ЛЧМ-сигналу у приймальному каналі радіолокатора фантомізації, який відрізняється застосуванням обґрунтованого функціоналу

правдоподібності для системи «радар фантомізації – космічний РСА», що дозволило оцінити вплив похибок оцінювання параметрів сигналу РСА на роботу радара фантомізації при його технічній реалізації.

3. Вперше обґрунтовано теоретичні основи проектування SIW – хвилеводів на основі напівпровідникових кристалів $A^{II}B^{VI}$ для формування швидкісного керованого фотозбудженням фазообертача в складі передавача радіотехнічної системи фантомізації космічних РСА.

Практичне значення отриманих результатів:

1. Сформовано рекомендації та аналітичний апарат для створення малогабаритної елементної бази НВЧ-діапазону на основі SIW-технології та кристалів групи $A^{II}B^{VI}$, що необхідно для проектування НВЧ пристроїв спеціального призначення, а також дозволяє суттєво знизити масогабаритні показники аерокосмічної бортової апаратури.

2. Розроблено та наведено приклад реалізації методу обробки зображень для радіотехнічної системи фантомізації космічних РСА, який може бути інтегрований у перспективні комплекси радіоелектронного захисту від космічної розвідки.

3. Отримані блок-схеми приймального та передавального трактів радіотехнічної системи фантомізації космічних РСА є основою для практичної розробки та технічного впровадження відповідної апаратури спеціального призначення.

Результати оцінки діелектричних характеристик напівпровідникових сполук у діапазоні 1 – 100 ГГц можуть бути використані підприємствами приладобудування при створенні нових типів інтегрованих хвилеводних пристроїв та у навчальному процесі за спеціальністю G5 «Електроніка, електронні комунікації, приладобудування та радіотехніка» (172 «Електронні комунікації та радіотехніка», 172 «Телекомунікації та радіотехніка»).

Отримані наукові результати можуть бути використані науково-дослідними та проектними організаціями, конструкторськими бюро, організаціями оборонно-промислового комплексу, навчальними закладами

аерокосмічної сфери та іншими установами, які спеціалізуються в галузі розробки засобів радіоелектронної протидії, проектування малогабаритної елементної бази НВЧ-діапазону та експлуатації систем космічного радіолокаційного моніторингу.

Впровадження результатів роботи. Розроблені автором наукові положення та результати впроваджено в навчальному процесі кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем Національного аерокосмічного університету «Харківський авіаційний інститут».

Особистий внесок здобувача. Наукові положення, висновки і рекомендації, викладені в дисертації та представлені до захисту, виконані особисто автором. В дисертації відсутні результати, що належать співавторам, разом з якими опубліковані наукові праці.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Дисертаційна робота виконана в Національному аерокосмічному університеті «Харківський авіаційний інститут». Робота проводилася відповідно до науково-дослідних робіт Національного аерокосмічного університету «Харківський авіаційний інститут», а саме: «Теорія радіотехнічних систем формування фантомних радіозображень радарам аерокосмічного призначення» (Д501-1/2024-Ф), «Автономний безпілотний літальний апарат з системою високоточного скидання вантажів вагою до 10 кг» (Д103-4/2023-П), «Розроблення робочої документації на модернізовану апаратуру прийому даних авіаційного вибору» (501-14/2023).

Апробація результатів дисертації. Результати роботи доповідалися, обговорювалися і отримали позитивну оцінку на «14th International Conference on Advanced Computer Information Technologies (ACIT)» (September, 19 – 21, 2024, Ceske Budejovice, Czech Republic), «17th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)» (October, 08-12, 2024, Lviv, Ukraine) та «15th International Conference on Advanced Computer Information Technologies (ACIT)» (September, 17-19, 2025, Sibenik, Croatia).

Публікації. Основний зміст дисертації відображено у чотирьох статтях, з яких дві у виданнях, що реферуються в базі даних Scopus [1 – 2] (квартиль Q3) і дві статті опубліковано у наукових фахових виданнях України категорії Б [3 – 4]. Окрім цього, основні результати роботи опубліковані у чотирьох тезах наукових конференцій [6 – 9] та одному патенті на корисну модель [5].

Всі положення наукової новизни дисертації отримані автором самостійно. формулювання задач і висновків виконано разом із науковим керівником і частково із співавторами публікацій; підготовка й видання науково-технічних статей виконано за участю співавторів.

В спільних роботах автору належить:

[1] – математична модель зондувального сигналу космічного РСА та аналіз його просторово-часової трансформації при формуванні радіолокаційного відгуку;

[2] – розробка математичного апарату для визначення ділянок фантомізації. Здійснено критичний аналіз ресурсного забезпечення експериментальних розрахунків. Разом із співавторами підготовлено основний текст публікації та розроблено графічний матеріал;

[3] – розробка алгоритмів та програмна реалізація моделі радіолокаційного зондування; проведення серії імітаційних експериментів для верифікації аналітичних виразів; технічне обґрунтування точності розрахунку ділянок фантомізації;

[4] – моделювання параметрів SIW-хвилеводу на кристалах ZnS в Ansys HFSS на частоті 1 ГГц та аналіз отриманих результатів, отримання графічного матеріалу такого моделювання, разом із співавторами підготовлено основний текст публікації;

[5] – розробка математичного апарату для визначення ділянок фантомізації, разом із співавторами підготовлено основний текст патенту на корисну модель та розроблено графічний матеріал;

[6] – разом із співавторами брав участь у розробці концепції теорії радіотехнічних систем фантомізації зображень космічних РСА;

[7] – разом із співавторами брав участь у визначенні просторово – часових параметрів взаємодії системи «радар фантомізації – космічний РСА», та формуванні математичного опису очікуваного сигналу космічного РСА;

[8, 9] – разом із співавторами брав участь у синтезі оптимального алгоритму роботи, формуванні структурної схеми та визначенні похибок оцінки сигналів радіоканалу радару фантомізації.

Структура і обсяг дисертації. Дисертація складається із вступу, чотирьох розділів, висновків та списків використаних джерел до кожного розділу і загальних висновків. Загальний обсяг дисертації складає 180 сторінок, з них 138 сторінок основного тексту, 67 рисунків по тексту, 8 таблиць по тексту, списки використаних джерел до кожного розділу сумарно викладені на 18 сторінках загальною кількістю 140 посилань.

РОЗДІЛ 1

ФОРМУВАННЯ ФАНТОМНИХ ОБ'ЄКТІВ У РАДІОЛОКАЦІЙНИХ ЗОБРАЖЕННЯХ КОСМІЧНИХ РСА. ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ

Загальновідомо, що першим супутником Землі обладнаним радаром з синтезованою апертурою (РСА) був запущений у 1978 році агентством NASA апарат Seasat-A. РСА цього супутника працював у L-діапазоні частот (1 – 2 ГГц) і був призначений для дослідження океанів і поверхні Землі. Проте в область спостереження радару могли потрапляти і ті об'єкти різних країн, що повинні бути приховані, а саме: військові бази та об'єкти оборони, об'єкти наукових досліджень, центри керування та зв'язку, сховища зброї і т.п. Отже, постала необхідність протидіяти виявленню зазначених об'єктів РСА космічного базування. Для цього спочатку застосовували глушіння сигналу радарів, яке приховувало деталі небажаних для виявлення об'єктів, але надавало підстави вважати, що за координатами глушіння такі об'єкти існують.

Подальший розвиток технологій приховування від РСА призвів до появи способів формування хибних цілей на РСА зображеннях. До них відносяться способи формування оманливих РСА зображень, засновані на згортковій модуляції на базі моделі відбитих від цілі радіохвиль, на модуляції частотного зсуву на базі характеристик зв'язку час-частота сигналів лінійної частотної модуляції, на методі перерваної дискретизації і т.д.

В останні десятиліття було запропоновано методи створення оманливих перешкод у режимі реального часу для великої поверхні на основі зворотного алгоритму Доплера за дальністю, на основі алгоритму омега-К, із застосуванням комп'ютерного програмного забезпечення для моделювання характеристик розсіювання поверхонь і т.д.

Далі будуть детальніше розглянуті існуючі методи формування фантомних об'єктів у радіолокаційних зображеннях космічних РСА.

1.1 Глушіння космічних РСА

Вперше технологія шумового глушіння РСА згадується у роботі [1], де вперше було проаналізовано ефективність глушіння для даного просторового положення радара. В матеріалах [2] отримано вираз для відношення потужності сигналу глушника до потужності сигналу засмічення (jammer to clutter ratio, JCR) на виході антени радара:

$$JCR = \frac{EIRP_{jam}}{P_{av}} \cdot \frac{\cos \varphi}{\sigma^0}, \quad (1.1)$$

де $EIRP_{jam}$ – еквівалентна ізотропна випромінювана потужність глушника; P_{av} – середня потужність сигналу засмічення; φ – кут падіння; σ^0 – нормалізоване зворотне розсіювання. Рівняння (1.1) відповідає випадку, коли і глушник, і точка візуалізації знаходяться близько до центру діаграми спрямованості антени радара. Якщо глушник зміщений відносно центру діаграми спрямованості антени радара, то величина JCR змінюється згідно даних рисунку 1.1.

В [3] вперше було проаналізовано можливість створення ширококутового блокувального глушіння (barrage jamming) РСА, глушіння РСА у вузькому частотному діапазоні – прицільне глушіння (spot jamming) та глушіння РСА потужними імпульсами у випадкові моменти часу (random/pulsed jamming).

Ширококутове глушіння полягає у формуванні активних шумових сигналів, які при змішуванні з сигналом РСА відбитим від поверхні візуалізації, спотворює радіозображення цієї поверхні [4]. Дане зображення в результаті такого глушіння, буде включати спекл-шум. Зазначимо, що ширококутове глушіння, як правило, охоплює всю смугу пропускання РСА. Розмір спотвореної області радіозображення визначається роздільною здатністю радара за дальністю та азимутом. При цьому накладання великої кількості

некогерентних шумових сигналів призводить до згладжування яскравості пікселів на радіозображенні, що схоже на радіовізуалізацію теплового шуму.

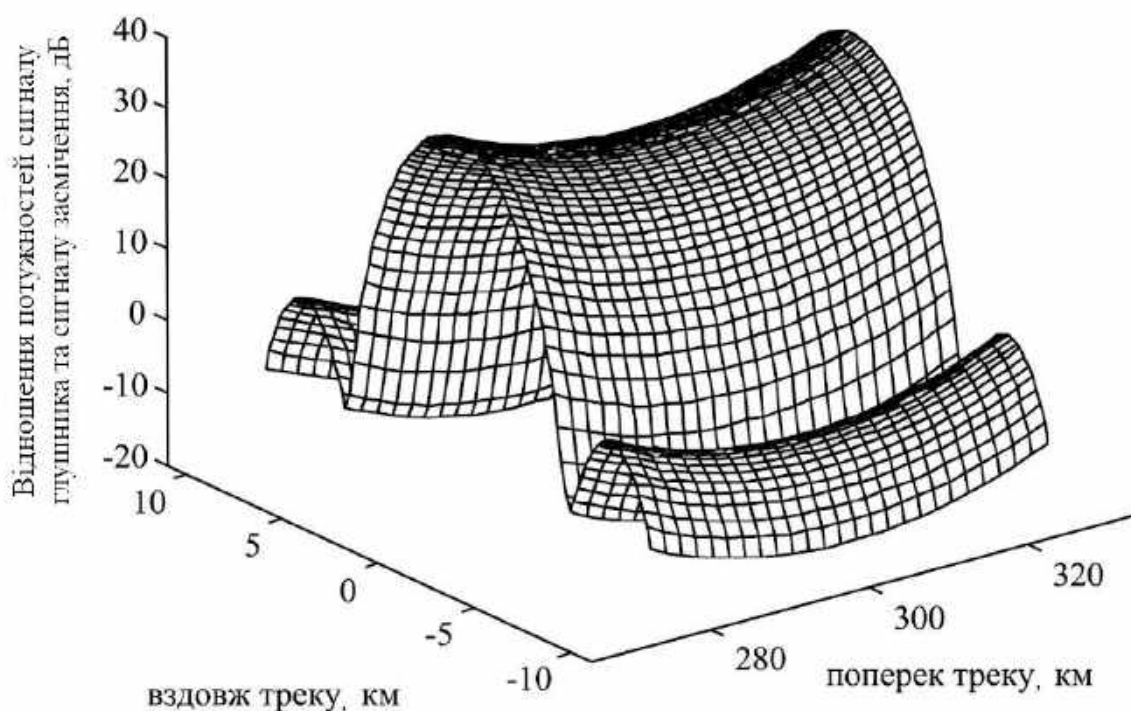


Рисунок. 1.1 – Залежність JCR на виході антени РСА від зміщення точки візуалізації відносно глушника [2].

Ефективність ширококутового глушіння визначається в першу чергу потужністю шумового сигналу. Потужність шумового сигналу, який приймається РСА, визначається співвідношенням [4]:

$$N_{jr} = P_j G_j G_t \left(\frac{\lambda}{4\pi R_j} \right)^2, \quad (1.2)$$

де, P_j – ефективна випромінювана потужність (ЕВП) глушника; G_j – коефіцієнт підсилення антени глушника в напрямку радара; G_t – коефіцієнт підсилення антени радара в напрямку глушника; R_j – відстань між радаром і

глушником. Відповідно, співвідношення сигнал / шум після обробки РСА описується рівнянням [4]:

$$\left(\frac{S}{N_j}\right)_{ra} = \left(\frac{R_j^2}{R^3}\right) \cdot \left(\frac{\lambda \sigma B_r}{2 v_a w_a}\right) \cdot \left(\frac{P_t \tau_t PRF G_t}{4\pi P_j G_j K_f}\right), \quad (1.3)$$

де R – відстань від РСА до елемента поверхні візуалізації; λ – довжина хвилі радара; σ – ефективна площа розсіювання (ЕПР) елемента поверхні візуалізації; B_r – смуга прийому радара; v_a – швидкість антени радара відносно поверхні візуалізації; w_a – роздільна здатність радара за азимутом; P_t – потужність передавача радара; τ_t – тривалість імпульсу радара; PRF – частота повторення імпульсів; K_f – коефіцієнт шуму приймача радара. З виразу (1.3) випливає, що ефективність широкосмугового глушіння тим вище, чим ближче глушник до радара порівняно з відстанню радар – поверхня візуалізації. Крім того, зменшення довжини хвилі та смуги прийому радара та ЕПР при збільшенні швидкості і роздільної здатності РСА сприяє підвищенню ефективності глушіння. Отже, вираз (1.3) враховує параметри радара, глушника і поверхні візуалізації в розрізі ефективності процесу широкосмугового глушіння.

В роботі [5] проаналізовано та обговорено активне широкосмугове глушіння радарів із синтезованою апертурою, описано необроблений відбитий сигнал РСА та надано модель відбитого сигналу з додаванням заглушення. Як вказано в [5], теорія глушіння РСА розглядає шумові сигнали наступних типів: радіочастотний шумовий сигнал глушіння (РЧ), амплітудно-модульований шумовий сигнал глушіння (АМ), частотно-модульований шумовий сигнал глушіння (ЧМ), фазово-модульований шумовий сигнал глушіння (ФМ) та змішаний шумовий сигнал глушіння. Беручи до уваги вартість, обслуговування та розмір обладнання радара-глушника, можна зробити висновок, що типовий сигнал глушіння (РЧ, АМ, ЧМ або ФМ) простіший, ніж змішаний сигнал [5]. В

роботі [5] робиться висновок, що найбільш оптимальним є використання саме ЧМ шумового сигналу глушіння тому, що РЧ та АМ шумові сигнали глушіння не можуть задовольнити вимогу високої потужності та широкої смуги пропускання. ЧМ-шумовий сигнал глушіння, який є узагальненим плавним стохастичним процесом, зазвичай використовується у системах глушіння РСА. Вважається, що ЧМ-шумовий сигнал глушіння, який приймає РСА можна представити наступним чином [5]:

$$s_{j\text{rFM}}(t) = \frac{\lambda_j \sqrt{P_j}}{4\pi R_j(t) \sqrt{L_j L_r}} \cdot \frac{B_r}{B_j} \cdot G_v(\theta_j) \cdot G_j K_{\text{RF}} U_0 \cdot \exp(j(\omega_j t + 2\pi K_{\text{FM}} \int_0^t U_n(x) dx + \phi(t))) \quad (1.4)$$

де λ_j – довжина хвилі випромінення глушника; P_j – середня потужність випромінення глушника; L_j – інтегральні втрати випромінення глушника; L_r – інтегральні втрати прийому РСА; $R_j(t)$ – залежність від часу відстані між глушником та РСА; $G_v(\theta_j)$ – коефіцієнт підсилення напруги антени РСА у напрямку глушника; G_j – коефіцієнт підсилення напруги антени глушника; K_{RF} – коефіцієнт підсилення ВЧ напруги; B_r і B_j – смуга частот прийому РСА радара та смуга частот передавача глушника, відповідно; U_0 – максимальна амплітуда напруги високочастотного сигналу глушника перед підсиленням і передачею на антену; $U_n(x)$ – функція гладкого стохастичного процесу у широкому сенсі, середнє значення якого дорівнює нулю, моделює шумовий сигнал з нульовим середнім значенням; ω_j – несуча частота; $\phi(t)$ – залежність початкової фази сигналу перешкод від часу, рівномірно розподілена в інтервалі $[0; 2\pi]$ випадкова величина; K_{FM} – коефіцієнт частотної модуляції. Таким чином, сигнал, що приймається РСА $S_{\text{r_ALL}}$ – є суперпозицією сигналу глушника $S_{j\text{rFM}}$ і сигналу радара S_r , відбитого від поверхні візуалізації:

$$S_{r_ALL} = S_r + S_{jrFM}. \quad (1.5)$$

В [5] вказується, що оцінку ефективності впливу глушника можна виконати на основі потужності його випромінювання, як і в [4], а також на основі розгляду параметрів радіозображення, що формуються РСА. До таких параметрів відносяться радикалізаційна роздільна здатність, динамічний діапазон зображення та унітарна кореляційна функція.

В роботі [6] пропонується підхід до глушіння РСА, заснований на згортковій модуляції шуму. Для реалізації даного підходу в [6] запропоновано наступну структурну схему глушника (рисунок 1.2).

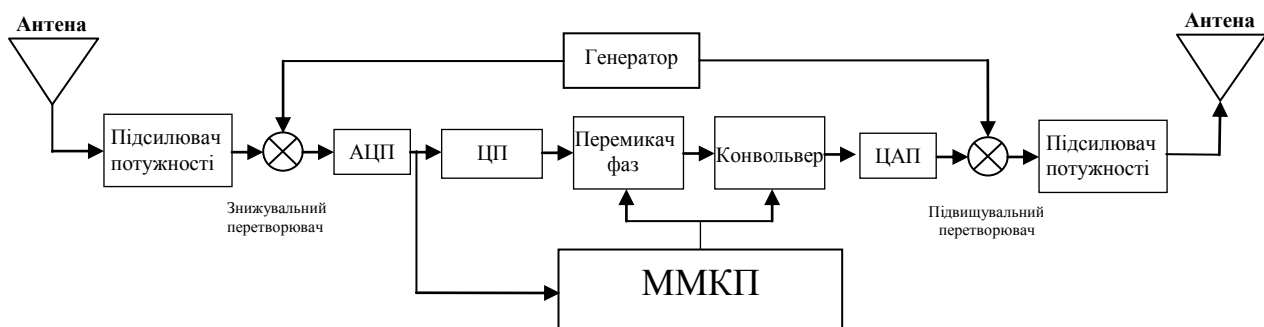


Рисунок 1.2 – Структурна схема глушника на основі згорткової модуляції шуму [6].

Сигнал від РСА приймається та посилюється глушником, конвертується до проміжної частоти і оцифровується АЦП. Далі отриманий сигнал подається на цифрову пам'ять (ЦП) та у модуль моделювання і керування перешкодами (ММКП), який аналізує і визначає характерні параметри сигналу РСА. Грунтуючись на характерних параметрах сигналу радару ММКП генерує випадкову фазу та шумовий сигнали певного типу та тривалості. Дані, що надходять з ЦП, модулюються фазою, а потім згортаються (об'єднуються) з шумом створеним ММКП і перетворюються на аналоговий сигнал за допомогою ЦАП. Після цього частота аналогового сигналу перетворюється до

радіочастоти, сигнал підсилюється і передається через відповідну антену на РСА. Таким чином, перешкоди створюються шляхом згортання збереженого радіолокаційного сигналу з випадковим шумовим сигналом і це значить, що сигнал глушіння отримує підсилення імпульсної компресії. Завдяки модуляції шумом сигнал глушника відтворюється на певній області радіозображення, а завдяки випадковій фазовій модуляції доплерівська інформація про перешкоди втрачається. Все це призводить до неузгодженої обробки за азимутом і до шумоподібної смуги на РСА-зображенні. Після обробки РСА сигнал глушника буде описуватись виразом [6]:

$$\begin{aligned}
 g(s, t) = & A \exp[-j2\pi f_c(2R_0/c + \tau_0)] \cdot \\
 & \cdot \sin c [\pi B_R(t - 2R_0/c - \tau_0)] \cdot \\
 & \cdot \exp[-j\pi f K_a s^2 + j\varphi(s)] * n(t),
 \end{aligned}
 \tag{1.6}$$

де A - комплексна амплітуда сигналу; j - уявна одиниця; f_c - несуча частота радіолокатора; c - швидкість світла; τ_0 - часова поправка (зсув); B_R - смуга частот зондувального сигналу по дальності; t - швидкий час; R_0 - похила дальність до цілі; f - масштабний коефіцієнт або нормувальний параметр; K_a - коефіцієнт азимутальної частотної модуляції; коефіцієнт азимутальної частотної модуляції; s - азимутальна координата (повільний час); $\varphi(s)$ - додаткова фазова похибка; $n(t)$ - адитивний шум приймального тракту (зазвичай білий гаусівський шум). З (1.6) випливає, що глушіння на основі модуляції згортки шуму може забезпечити підсилення стиснення в РСА. Отже, для досягнення ефективності даний метод потребує меншої потужності сигналу порівняно з широкосмуговим глушінням. На рисунку 1.3 надано результат моделювання впливу сигналу глушника, що отримано за методом згорткової модуляції шуму на РСА-зображення.

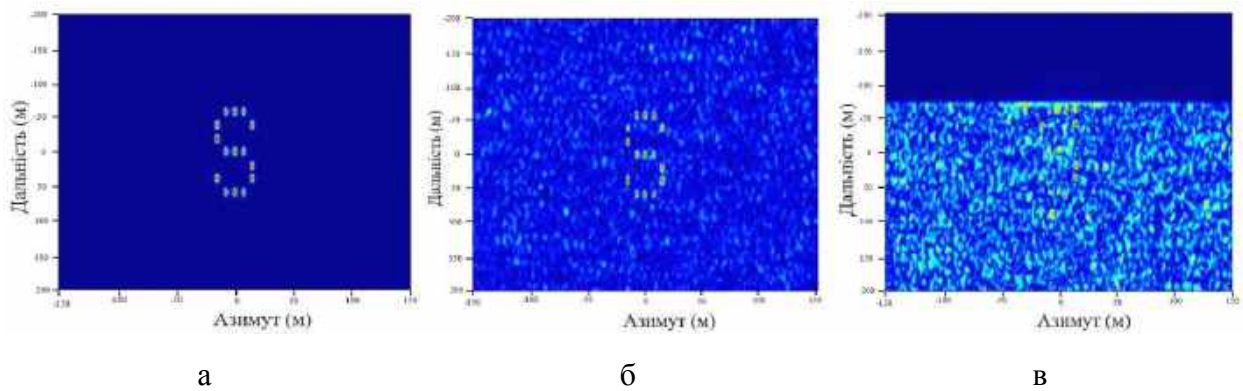


Рисунок 1.3 – PCA – зображення:

а – без глушіння;

б – з наявністю радіочастотних завад;

в – з наявністю впливу сигналу глушника

сформованим методом згорткової модуляції шуму [6].

Широкопasmового глушіння характеризується простотою реалізації і високою ефективністю, проте має наступні недоліки: необхідність високої потужності сигналу глушника, слабо контрольовані положення глушника відносно супутника з PCA і покриття. Подоланню цих обмежень присвячена, наприклад, робота [7]. В даній роботі застосовується апріорна інформація щодо області візуалізації (ROI – region of interest) для реалізації точного широкопasmового глушіння з контрольованим положенням, покриттям та потужністю. В рамках цього методу ROI спочатку розділяється на кілька підсцен відповідно до отриманої апріорної інформації. Після приймання сигналу космічного PCA для кожної підсцени генерується частотна характеристика глушника. Ця характеристика складається з функції модуляції положення та функції покриття глушника і розкладається на компоненти, які залежать від часу та незалежні від цього параметру. Останні компоненти формуються заздалегідь в автономному режимі, що збільшує продуктивність методу в режимі реального часу.

Блок схема глушника, що реалізує метод [7], представлена на рисунку 1.4. Механізм роботи глушіння базується на принципі «перехоплення-модуляція-

ретрансляція». Глушник виконує наступні операції над перехопленим сигналом РСА: підсилення, перетворення з пониженням частоти та аналого-цифрове перетворення. Завдяки цьому отримують цифровий сигнал основної смуги. Далі глушник виконує модуляцію цифрового сигналу основної смуги для формування сигналів глушіння із застосуванням швидкого перетворення Фур'є (ШПФ). Потім ці сигнали перетворюються з цифрової в аналогову форму із застосуванням оберненого швидкого перетворення Фур'є (ОШПФ), виконується перетворення з підвищенням частоти та підсилюються. Отриманий сигнал глушіння ретранслюється до РСА, що і призводить до ефектів глушіння в радіозображенні.

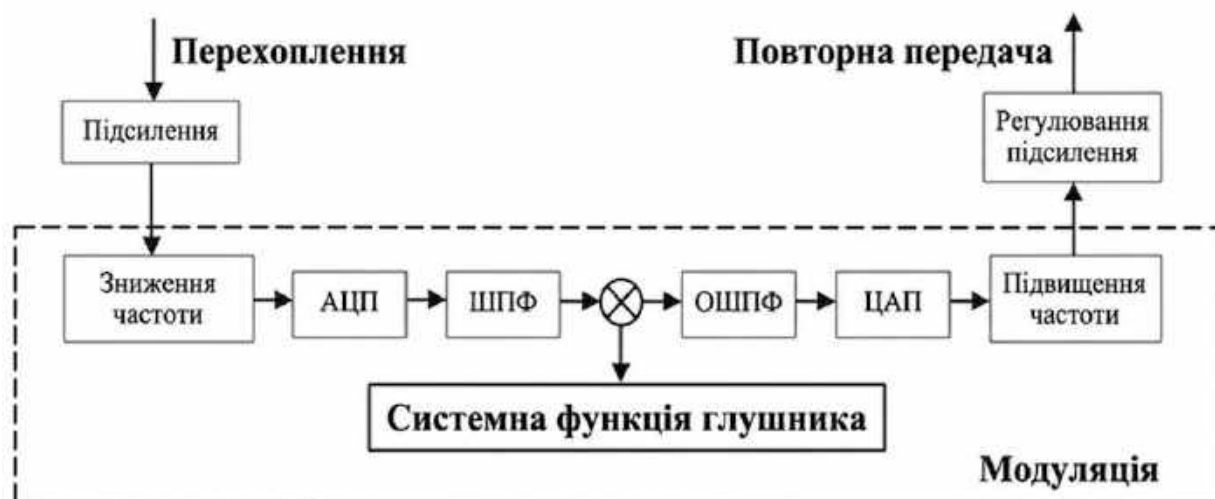


Рисунок 1.4 – Робоча блок-схема глушника [7].

Результати симуляції в MATLAB глушіння трьох точкових елементів візуалізації за методом [7] надано на рисунку 1.5. Порівняно з традиційним методом широкосмугового глушіння (рисунках 1.5 б та д), запропонований метод є більш ефективним за меншої потужності сигналу глушника.

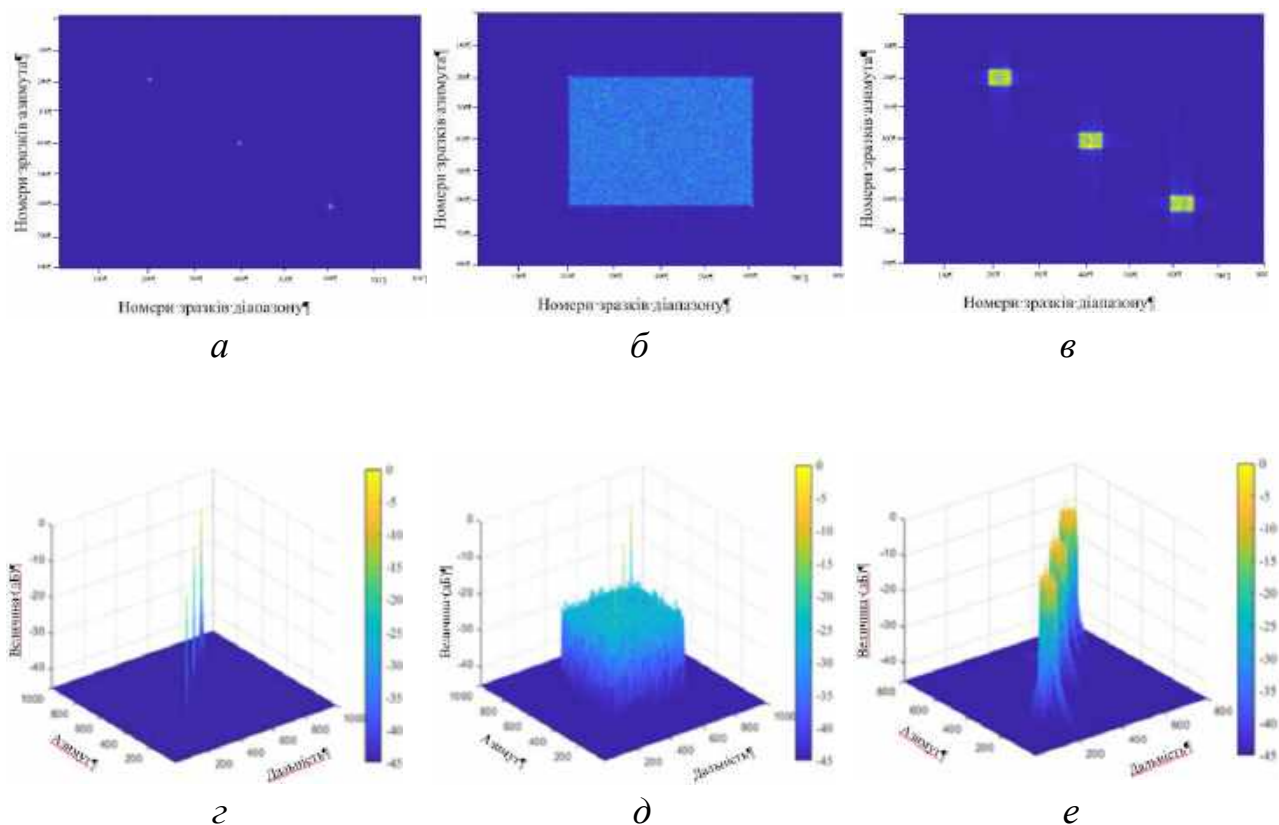


Рисунок 1.5 – Результати симуляції PCA-зображень з різними методами глушіння:

а - без глушіння;

б - традиційне згорткове глушіння;

в - глушіння за методом [7];

г–е - результати симуляції 3D-зображень (а), (б) та (в) відповідно [7].

Зауважимо, що і в останні роки шумове глушіння привертає увагу науковців. Про це свідчить низка робіт [8 – 12], в яких розглядається двоетапний метод модуляції шумового сигналу та спосіб остаточного усунення структурної інформації щодо цілей на зашумлених радіолокаційних зображеннях [8], метод шумового глушіння перспективних азимутальних багатоканальних широкосмугових систем з режимом високої роздільної здатності [9], формування сигналу шумового глушіння PCA за допомогою частотно-рознесеної антенної решітки [10], метод шумового глушіння PCA з оцінкою кінематичних параметрів за допомогою розширеного фільтра Калмана

[11], вдосконалений метод шумового глушіння на основі багатофазно-секційної модуляції заглушення MPSM із застосуванням нелінійного частотно-модульованого сигналу [12]. Проте перспективність розвитку саме шумового методу глушіння є сумнівною і в зазначених статтях розглядаються суто теоретичні підходи глушіння, перевірка яких здійснюється математичним моделюванням в програмному забезпеченні типу Matlab.

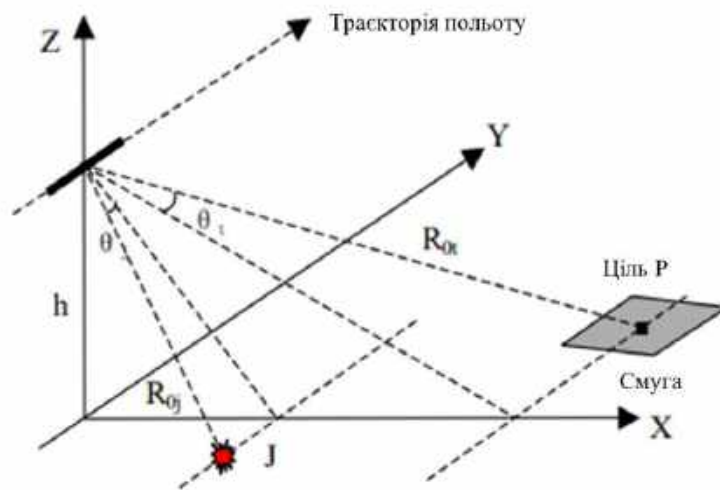
1.2 Формування фантомних елементів на зображеннях космічних РСА

Напрямок фантомізації РСА-зображень пов'язаний з науковими роботами в області «desertive jamming», тобто «оманливого глушіння». Методи оманливого глушіння спрямовані на формування хибних (не існуючих насправді) елементів на РСА-зображеннях.

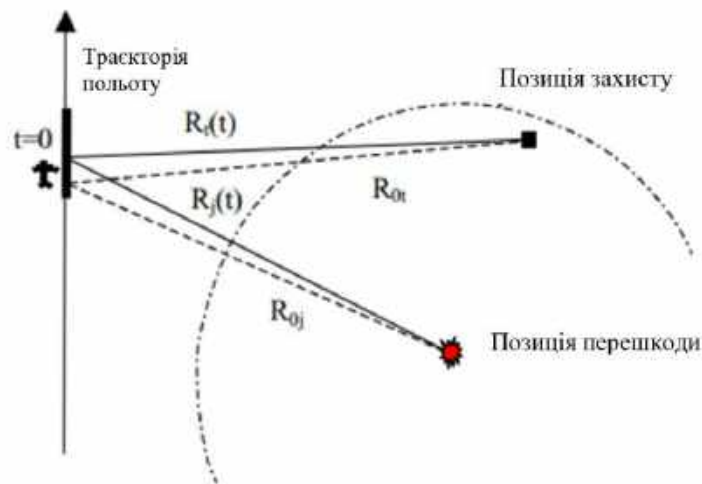
У відкритих джерелах однією з перших робіт по оманливому глушінню була [13], де запропоновано технологію глушіння на основі цифрового синтезатора зображень (DIS). Даний синтезатор складається з цифрової радіочастотної пам'яті, цифрової лінії затримки, амплітудного та частотного модулятора та інших допоміжних блоків. В [13] на основі визначених параметрів хибної цілі, перехоплений сигнал модулюється з відповідною фазою та амплітудою для формування сигналу обману, а потім на зображенні генеруються оманливі елементи.

В [14] було розглянуто принцип оманливого глушіння та його реалізацію. Згідно рисунку 1.6, сигнал оманливого глушіння, прийнятий РСА, має такі саме характеристики, як і сигнал відбитий від цілі в робочій смузі частот.

Для заданого положення РСА відомі відстань $R_i(t)$ між ціллю, яку прагнуть захистити від виявлення, та РСА, а також відстань $R_j(t)$ між глушником та РСА. У момент часу t можна визначити різницю відстаней $\Delta R(t) = R_i(t) - R_j(t)$. Якщо відстань $R_j(t)$ навмисно змінити на $R_i(t)$ за допомогою $R_j(t) + \Delta R(t)$, то зміна фази радіолокаційного сигналу з часом, що викликана



а



б

Рисинок 1.6 – Просторова конфігурація розташування РСА, глушника та цілі:

а – об'ємна просторова конфігурація;

б - площинна просторова конфігурація [14].

рухом РСА відносно цілі, буде такою ж, як і у глушника. Отже, сигнал глушіння буде таким самим, як і відбитий від цілі сигнал РСА, і ціль буде захищена. $R_{0t}(t)$, $R_{0j}(t)$ на рис. 1.6 — це відстані від цілі до РСА та від глушника до РСА в момент часу $t=0$, відповідно. Згідно [14] розрахунок сигналу глушіння виконується за схемою на рисунку 1.7.

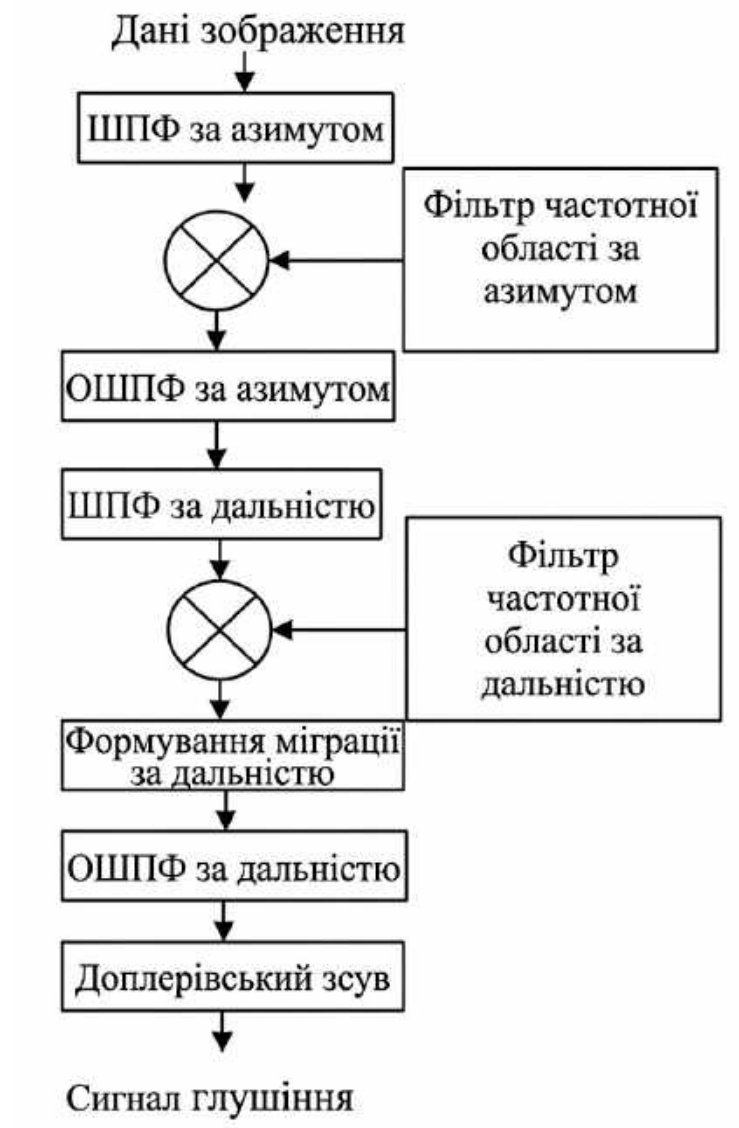


Рисунок 1.7 – Блок-схема розрахунку сигналу глушіння [14]

Згідно рисунку 1.7, процес починається з формування бажаного кінцевого зображення, де «Дані зображення» – це бажана фальшива ціль або сцена [14]. «ШПФ за азимутом» – операція перетворення зображення з просторової області у доплерівську частотну область. «Фільтр частотної області за азимутом» – на цьому етапі до сигналу застосовується обернена фільтрація або фазова модуляція. Відбувається зворотне стиснення за азимутом або додавання фази, необхідної для розфокусування бажаного зображення у сирий сигнал. «ОШПФ за азимутом» перетворює сигнал у часову область за азимутом. Після цих кроків дані зображення перетворені на фазову історію, яка імітує відбиття від цілі. «ШПФ за дальністю» – перетворює сигнал у частотну область дальності.

«Фільтр частотної області за дальністю» виконує зворотнє стиснення дальності. Замість того, щоб сфокусувати імпульс, цей крок «розтягує» сфокусовану ціль. Далі «Формування міграції за дальністю» додає необхідну лінійну зміну дальності та зміну дальності (затримку), яка необхідна для позиціонування фальшивої цілі. «ОШПФ за дальністю» – перетворює сигнал назад у часову область. «Доплерівський зсув» – фінальна корекція, що забезпечує точність доплерівської частоти та азимутального положення фальшивої цілі. «Сигнал глушіння» – кінцевий результат розрахунків, який є ЛЧМ-сигналом. Даний сигнал модульований у часі та фазі так, що коли РСА прийме його та виконає стандартну обробку, то він отримає сформоване зображення цілі на бажаній фальшивій позиції.

В роботі [15] зазначено, що створення сигналу оманливого глушіння РСА для великих сцен є складною задачею через значний обсяг обчислень. Проте, можливо генерувати сигнал глушення в режимі реального часу, але з низькою точністю. Запропонований метод створення оманливих глушительних сигналів у реальному часі для великої сцени на основі зворотного алгоритму Доплера за дальністю [15], результати моделювання підтверджують ефективність та раціональність цього методу.

Стаття [16] присвячена алгоритму оманливого глушіння РСА, який заснований на дробовому перетворенні Фур'є (ДрПФ). Даний алгоритм в цілому подібний до [14] (рисунок 1.7), проте замість ШПФ використано ДрПФ. Показано, що продуктивність запропонованого алгоритму краща, ніж звичайний доплерівський алгоритм за дальністю.

В роботі [17] запропоновано технологію формування шаблонів об'єктів для оманливого глушіння РСА. Так, авторами зазначається, що поточна бібліотека шаблонів об'єктів оманливого глушіння є вкрай недостатньою, а формування таких шаблонів за допомогою РСА потребує тривалого часу та високих витрат. Дана розробка полягає у створенні оптичних шаблонів об'єктів і подальшій їх трансформації в шаблони РСА.

В [18] для оманливого глушіння РСА використовують багаточастотну передачу сигналу між елементами антенної решітки з частотним рознесенням із застосуванням алгоритму доплерівського ефекту за дальністю. Кількість та місце розташування помилкових цілей визначається шляхом регулювання зміни частоти та кількості задіяних елементів зазначеної антенної решітки.

Стаття [19] присвячена аналізу ефективності оманливого глушіння космічних РСА. Моделювання підтвердило, що такі параметри, як час взаємодії системи «глушник - РСА», кількість точок ШПФ глушника, найменший час обробки сигналу глушником можуть впливати на якість оманливих об'єктів і, відповідно, на ефективність оманливого глушіння.

Новий метод формування оманливих цілей на зображеннях РСА, який заснований на модуляції сигналу за дальністю та азимутом за допомогою лінійної антенної решітки і доплерівських алгоритмів обробки запропоновано в [20]. Даний метод не тільки формує оманливі об'єкти, але і придушує інформацію щодо реальних об'єктів, а потім створює нову хибну сцену для розміщення там елементів імітації.

В роботі [21] запропоновано впровадження доповнення на основі генеративно-змагальних мереж до бібліотеки шаблонів для генерації оманливих об'єктів на зображеннях РСА, яке полягає у додаванні реалістичного спекл-шуму і підвищенні схожесті тіньових областей. Як зазначають автори, таке доповнення призвело до підвищення автентичності сформованих зображень.

Для прискорення формування подібного до цілі сигналу глушника в реальному часі запропоновано визначати добуток спектру перехопленого сигналу космічного РСА та попередньо підготованої частотної характеристики глушіння (JFR). Остання розраховується заздалегідь на основі моделювання даних електромагнітного розсіювання конкретної цілі та похилої дальності [22]. Блок-схему алгоритму [22] наведено на рисунку 1.8. Видно, що для успішного застосування метода потрібно попереднє формування сукупності частотних характеристик глушіння для різноманітних цілей. Для реалізації алгоритму в

[22] запропоновано наступну блок-схему глушника (рисунок 1.9) на базі DRFM (Digital Radiofrequency Memory).

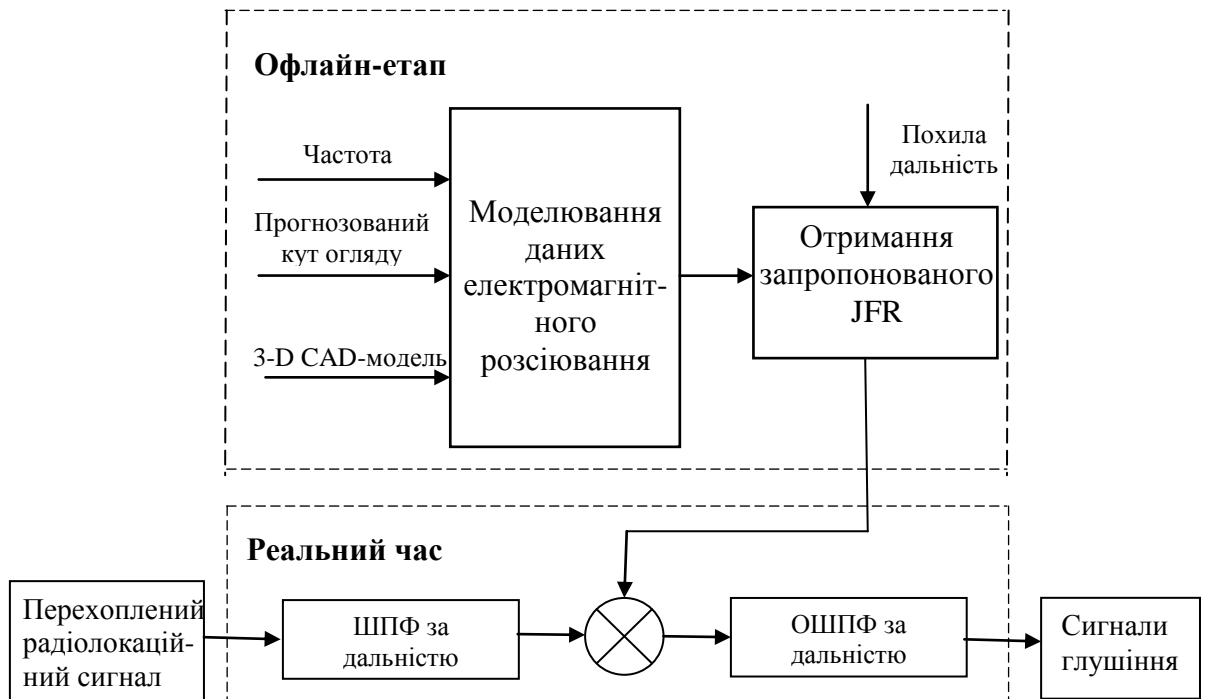


Рисунок 1.8 – Блок-схема розрахунку сигналу глушіння за методом [22].

Для захоплення сигналу космічного РСА використовується дуже широка смуга пропускання радіочастотного каскаду, зазвичай від 6 до 12 ГГц. Прийнятий сигнал РСА надсилається на широкосмуговий РЧ-розгалужувач, а далі – сигнал надсилається на приймач миттєвого вимірювання частоти (IFM) та DRFM. Приймач IFM з частотою 6-12 ГГц використовується для відстеження центральної частоти сигналу РСА. Точність приймача IFM < 1 МГц і є достатньою для відстеження центральної частоти. Потім дані щодо результатів вимірювання частоти приймачем IFM надсилаються на синтезатор частоти для формування сигналу гетеродину визначеної частоти. Останній є спільним як для змішувача перетворення сигналу за частотою вниз, так і для змішувача перетворення сигналу за частотою вгору. Таким чином, гарантується когерентність сигналу глушника.

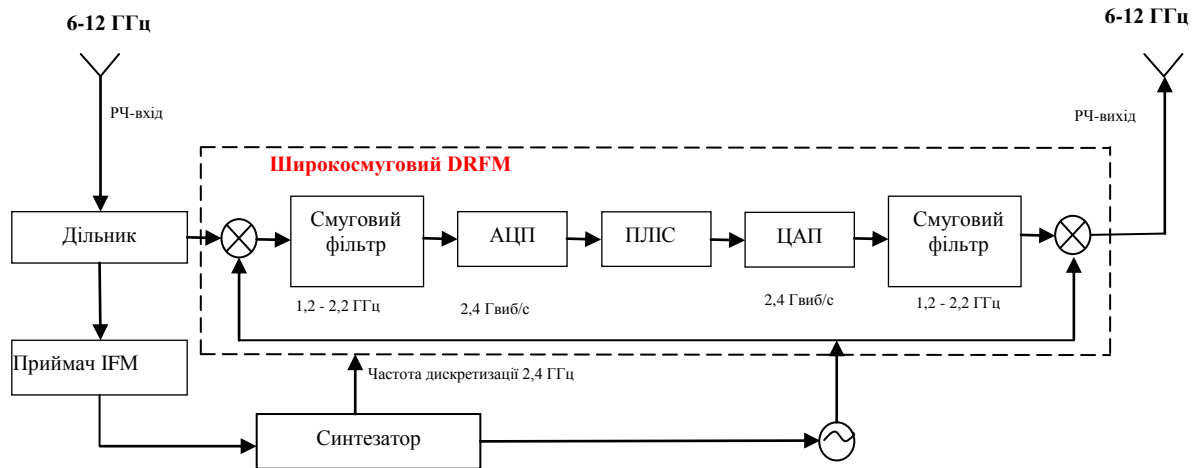


Рисунок 1.9 – Блок-схема системи глушення космічного РСА на основі DRFM [22].

Широкопasmовий DRFM на рисунку 1.9 функціонує наступним чином. Вхідний сигнал РСА перетворюється зі зниженням за частотою за участю загального гетеродину, а потім дискретизується високошвидкісним аналого-цифровим перетворювачем (АЦП). Вибірки зберігаються в цифровій пам'яті через програмовану матрицю (ПЛІС) для подальшого пошуку. Якщо частота дискретизації АЦП та ресурси пам'яті ПЛІС є достатніми, параметри захопленого сигналу будуть повністю відтворені. Крім того, амплітуда, частота та фаза вибірок, що зберігаються в цифровій пам'яті, можуть бути змінені для генерації широкого діапазону сигналів глушника. Збережені вибірки пізніше викликаються, пропускаються через цифро-аналоговий перетворювач, зазнають перетворення за частотою вгору загальним гетеродином та перевипромінюються до системи РСА. Щоб гарантувати когерентність сигналу глушника, смуга пропускання DRFM не повинна бути меншою за смугу пропускання сигналу РСА.

Особливу складність викликає задача оманливого глушіння для великих сцен. В [23] було запропоновано алгоритм оманливого глушіння великих сцен, який полягає у розділенні шаблонів сцени глушіння на підшаблони відповідно до глибини фокусування у вимірі дальності для спрощення характеристики

глушника JSF, та розділення JSF на незалежні та залежні від часу члени. Незалежні від часу компоненти JSF генеруються офлайн, а залежні – обчислюються в режимі реального часу. Алгоритм [23] може бути застосований лише для космічних РСА, які працюють у режимі широкосмугового випромінювання, а обчислювальна ефективність алгоритму є недостатньою для практичного застосування.

Для підвищення обчислювальної ефективності оманливого глушіння великих сцен космічних РСА було запропоновано алгоритм [24], що було названо алгоритмом часової затримки та частотного зсуву із сегментацією шаблону (TDFS – TS - time-delay and frequency-shift with template segmentation). В рамках цього алгоритму складний процес модуляції спрощується до операції часової затримки та частотного зсуву для підвищення обчислювальної ефективності.

Крім того, шаблон сцени глушіння розділяється як за виміром дальності, так і за виміром азимуту відповідно до коефіцієнта контролю якості зображення.

Автори [24] вважають, що їх алгоритм здатен ефективніше створювати добре сфокусовані великі оманливі сцени. Наступний вираз згідно роботи [24] описує ефективну область глушіння за дальністю:

$$|x| \leq \frac{2\varepsilon c R_{J0} (x + R_{J0})}{f_0 L^2} \approx 2\varepsilon \frac{c}{f_0} \left(\frac{R_{J0}}{L} \right)^2. \quad (1.7)$$

де $|x|$ - абсолютне значення поперечного зміщення; ε - допустима відносна похибка (малий безрозмірний параметр); c - швидкість світла; R_{J0} - номінальна похила дальність до джерела перешкод (або цілі); x - поперечне (бічне) зміщення точки спостереження або цілі відносно осі радіолокатора; f_0 - центральна (несуча) частота сигналу; L - характерна довжина апертури або бази спостереження. Ефективна область глушіння за азимутом описується рівнянням:

$$|y| \leq \eta \frac{\rho_r R_{J0}}{L} = \eta \frac{c R_{J0}}{2BL}. \quad (1.8)$$

де $|y|$ - абсолютне значення поперечного зміщення; η - допустимий коефіцієнт похибки; ρ_r - роздільна здатність за дальністю; R_{J0} - номінальна похила дальність до джерела перешкод (або цілі); L - характерна довжина апертури або бази спостереження; c - швидкість світла; B - смуга частот зондувального сигналу. Наприклад, для параметрів з таблиці 1.1 ефективна прямокутна область глушіння буде мати розміри порядку $2,5 \text{ км} \times 1,5 \text{ км}$.

Таблиця 1.1 – Параметри для розрахунку за (1.7) та (1.8) ефективної області глушіння космічного РСА [24]

Несуча частота	Швидкість внутрішньо-імпульсної модуляції	Період повторення імпульсів	Ширина імпульсу	Швидкість платформи	Найкоротша похила дальність	Апертура антени
5,30 ГГц	0,72 МГц/мкс	0,79 мс	41,74 мкс	7,06 км/с	989 км	10 м

В статті [25] запропоновано метод оманливого глушіння РСА шляхом кодування як амплітуди, так і фази у внутрішньоімпульсному та міжімпульсному періодах, що дозволяє створювати двовимірний керований ефект оманливого глушіння. Зокрема, цей метод включає два етапи: групування імпульсів та кодування. Кількість груп імпульсів визначає кількість хибних цілей, а фазове кодування створює хибні цілі. Амплітудне кодування визначає амплітуду таких цілей.

На відміну від вищезазначених досліджень, механізм оманливого глушіння космічних РСА [26] випромінює сигнал глушіння до перехоплення сигналу РСА. Для реалізації цього механізму виконано оцінку параметрів сигналу РСА, необхідних для розробки оманливого сигналу та було визначено час його випромінювання. Введено алгоритм на основі рекурсивної оцінки найменших квадратів (РОНК) для оцінки часу передачі сигналу РСА та визначення часу випромінювання оманливого сигналу за допомогою результату

виконання РОНК. Блок-схема реалізації методу надана на рисунку 1.10. Даний метод оцінює параметри сигналу РСА з поточного перехопленого імпульсу. Передача сигналу глушіння виконується в момент перехоплення наступного імпульсу з використанням оцінених параметрів та фази, отриманої з поточного перехопленого імпульсу.

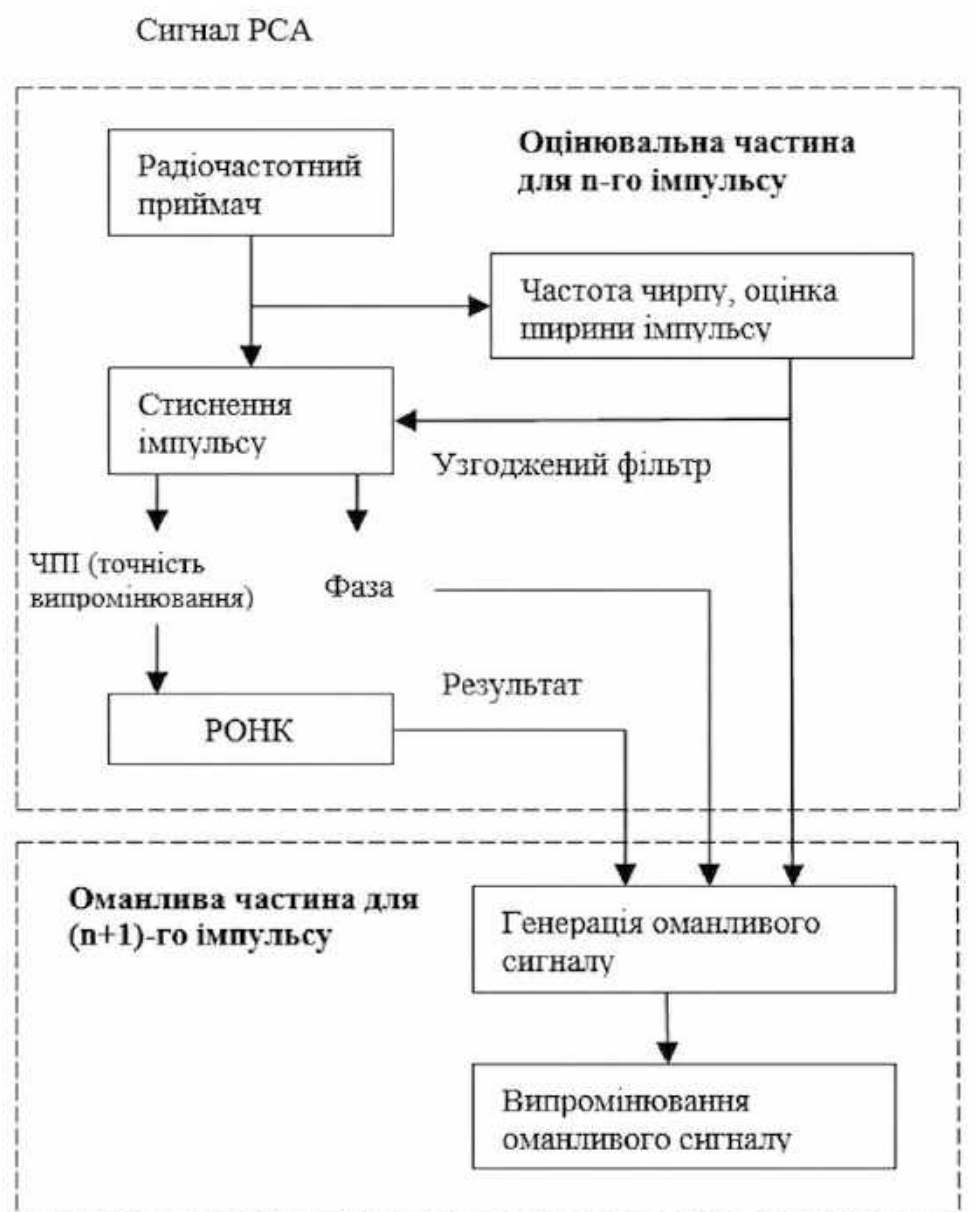


Рисунок 1.10 – Блок-схема реалізації методу [26].

Це дає можливість формувати хибні цілі не тільки за глушником, а і перед ним. «Радіочастотний приймач» приймає та підсилює вхідний радіолокаційний імпульс. Далі визначаються швидкість лінійної зміни частоти імпульсу та

ширина імпульсу. «Стиснення імпульсу» застосовує узгоджений фільтр (Узгоджений фільтр) до прийнятого імпульсу, що необхідно для точного визначення часу прибуття імпульсу (ЧПІ), початкової фази та фазової історії імпульсу. В цьому бере участь і рекурсивна оцінка методом найменших квадратів (РОНК), алгоритм, який використовується для точного та швидкого відстеження та оцінки змінних параметрів. В іншому, метод [26] подібний до описаних вище.

До недоліків сучасних технологій глушіння космічних РСА відносяться [27]:

1. Сучасні космічні РСА нерідко є багатоканальними, застосовують просунуту обробку відбитого сигналу, що включає алгоритми для виявлення оманливого сигналу. В сучасних умовах існує потреба розробки глушників, що імітують багатоканальні сигнали або маніпулюють просторово-часовими характеристиками.

2. Використання поляризованих радіохвиль сучасними РСА мало вивчено в розрізі формування технології їх оманливого глушіння.

3. Стрімкий розвиток технологій протидії оманливому глушінню РСА вимагає детального вивчення таких технологій і відповідного ускладнення систем глушіння.

Розвиток систем глушіння космічних РСА, ймовірно, відбуватиметься за напрямками [27]:

1. повний перехід від шумового глушіння до оманливого глушіння;
2. перехід до маскування великих сцен з високою роздільною здатністю в реальному часі;
3. розвиток комплексного глушіння, де залучаються одночасно кілька методів та/або алгоритмів;
4. розвиток інтелектуального глушіння із застосуванням машинного навчання, штучного інтелекту;
5. розвиток багатоканальних технологій глушіння.

1.3 Пасивні методи глушіння космічних РСА

До пасивних методів глушіння та/або створення фантомних елементів на зображенні, що формуються космічними РСА відносяться:

1. формування поверхонь спеціальної форми для поглинання сигналу радару;
2. формування поверхонь з поглинаючого матеріалу.

На рисунку 1.11 наведено класифікацію таких радіо-поглинаючих поверхонь (РПП) [28 – 30]. Градуйовані матеріали складаються з декількох шарів радіопоглинаючих матеріалів, що ступінчасто змінюють хвильову характеристику між шарами [31].



Рисунок 1.11 – Класифікація поверхонь поглинання сигналу РСА [28, 29].

Мікрохвильові сигнали перетворюються на тепло завдяки структурі градуйованого поглинача [31,32]. Також можна виділити РПМ з поверхнею

пірамідального типу, які поглинають сигнал РСА підкладковим шаром діелектрика. Більшість таких РПМ є унікальними, а інформація про такі системи обмежена [33].

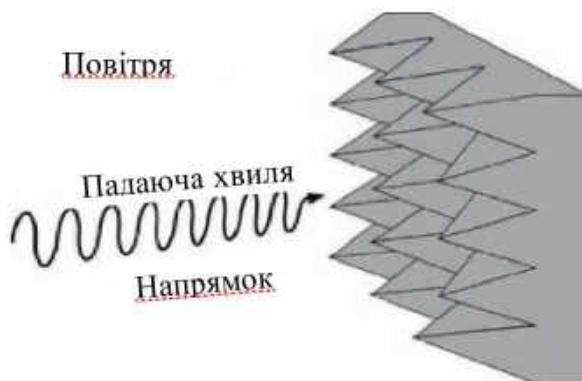


Рисунок 1.12 – Будова пірамідального РПМ [28, 34].

До резонансних матеріалів належать шари Далленбаха, екрани Солсбері та шари Яумана [28]. В таких матеріалах вся енергія електромагнітної хвилі не може бути поглинена внаслідок їх малої товщини та суттєвої різниці їх імпедансу порівняно з середовищем поширення хвилі. Товщину шару таких матеріалів підбирають таким чином, щоб електромагнітні хвилі відбиті від передньої і задньої поверхні шару були в протифазі для забезпечення максимального їх поглинання. У поглиначі Далленбаха енергія хвилі розсіюється в однорідних діелектричних матеріалах з втратами. Для формування шарів Далленбаха використовують декілька шарів матеріалів типу феритів з різними смугами поглинання для розширення їх робочого діапазону [35].

РПМ типу аналогових контурів – це матеріали з низькими втратами, на яких сформовані спеціальні провідні модулі, що створюють електроопір, індуктивність та електроємність, які з'єднані послідовно в еквівалентній RLC-схемі [36]. Такі РПМ можна налаштовувати подібно до RLC-контурів, що дозволяє формувати їх смугу пропускання.

Втрати в магнітних поглинаючих матеріалах зумовлені частинками-диполями з карбонільного заліза або феритів розподілених в діелектричній

матриці. Магнітні властивості таких частинок зберігаються лише до температури Кюрі, що обмежує використання магнітних РПМ.

Адаптивні РПМ (динамічно адаптивні РПМ), — це сучасні РПМ-покриття, які можуть змінювати свої електрофізичні властивості (діелектрична проникність, електропровідність і т.п.) під впливом зовнішніх чинників, наприклад, під впливом зміни частоти випромінювання радара [37].

Для формування РПМ вуглець є одним з перших абсорбуючих матеріалів завдяки своїй низькій провідності. При цьому найбільш часто використовують графіт, вуглецеві нанотрубки, волокно та сажу [28]. При поширенні електромагнітного поля у діелектричному матеріалі виникає електропровідність та струм зміщення, які і призводять до поглинання енергії хвилі. Вуглецеві поглиначі потребують більшої товщини, щоб резонувати на частотах радіолокаційних хвиль.

Металічні частинки у матриці з гуми (або синтетичного каучука – етилен-пропілен-дієновий мономер) є ще одним ефективним РПМ. В якості матеріалу таких частинок використовують карбонільне залізо для забезпечення поглинання мікрохвиль у діапазоні 2,6-18 ГГц і вище [38]. Крім того в якості наповнювача таких РПМ застосовують і ферити, кристалічна структура яких типу шпінелі або гексагональна.

Треба відмітити РПМ на базі хіральних матеріалів, які формуються як 2D або 3D масиви з частинок металевих резонаторів (спіралі, гвинтові структури) [39]. Діаметр зазначених спіральних частинок для мікрохвильового діапазону складає доли міліметра – декілька міліметрів. Смуга поглинання цих матеріалів відповідає діапазону 8 – 18 ГГц.

1.4 ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 1

1. Серед усіх типів глушіння космічних РСА найбільш перспективним є оманливе глушіння та пасивне глушіння із застосуванням сучасних РПМ. Всі

існуючі методи оманливого глушіння засновані на підході «перехоплення сигналу радару – обробка – перевипромінення сигналу до радару».

2. В сучасній науковій літературі описано низку методів оманливого глушіння, які, як правило, відрізняються способом обробки та моделювання перехопленого сигналу космічного РСА. Зазначені методи описані теоретично, а їх перевірка виконується шляхом моделювання у симуляторах типу Matlab, інформація щодо експериментальної перевірки таких методів відсутня.

3. В публікаціях нерідко надаються загальні блок-схеми радіотехнічних систем оманливого глушіння. Питання детальної розробки блоків, модулів, вузлів таких сучасних систем все ще залишається відкритим.

4. Незважаючи на значну кількість методів та/або алгоритмів оманливого глушіння, загальна теорія (або її складові) розробки радіотехнічних систем оманливого глушіння відсутня в науковій літературі останніх десятиліть. Така теорія повинна включати принципи та особливості формування сигналів в приймальному тракті космічного РСА з урахуванням його взаємодії з радіотехнічною системою глушіння, а також метод визначення області для формування імітацій.

5. В науковій літературі України останніх десятиліть тематика оманливого глушіння практично відсутня. Проте розробка українських сучасних радіотехнічних систем оманливого глушіння космічних РСА має високу актуальність з огляду на поточну війну з рф. Зауважимо, що найбільший пріоритет має розробка зазначених систем із застосуванням саме доступних та економічних НВЧ-компонентів.

1.5 Мета та завдання дослідження

Метою роботи є встановлення принципів та особливостей формування фантомних радіолокаційних зображень космічних РСА та обґрунтування застосування інтегрованих у підкладку хвилеводів на кристалах $A^{II}B^{VI}$ в

радіотехнічних системах фантомізації для радіолокаційного маскування та імітаційної протидії космічним РСА.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити наступні завдання:

- сформуванати єдину концепцію та принципи побудови радіотехнічної системи фантомізації зображень космічних РСА;
- визначити просторово-часові параметри та особливості взаємодії системи «космічний РСА – радар фантомізації»;
- сформуванати модель очікуваного ЛЧМ – сигналу космічного РСА;
- виконати оцінку просторової роздільної здатності космічного РСА для різних видів огляду підстильної поверхні;
- розробити блок-схему радара фантомізації, його передавального та приймального трактів з оцінкою параметрів сигналу космічного РСА;
- визначити точність оцінки параметрів сигналу космічного РСА в приймальному тракті радара фантомізації;
- визначити принцип формування сигналу фантомізації та перевірити його коректність;
- визначити принципи та особливості побудови передавального тракту радара фантомізації;
- обґрунтувати теоретичні засади проектування інтегрованих у підкладку хвилеводів на основі напівпровідникових кристалів $A^{II}B^{VI}$ для апаратної реалізації систем фантомізації;
- розробити метод обробки радіозображень для радіотехнічної системи фантомізації космічних РСА.

1.6 ЛІТЕРАТУРА ДО РОЗДІЛУ 1

1. GOJ W W. Synthetic-Aperture Radar and Electronic Warfare[M]. Boston, M. A: Artech House, 1993

2. Dumper, K., Cooper, P. S., Wons, A. F., Condley, C. J., & Tully, P. (1997, October). Spaceborne synthetic aperture radar and noise jamming. In Radar 97 (Conf. Publ. No. 449) (pp. 411-414). IET.
3. Liang Baichuan. Jamming of synthetic aperture radar [J]. Shanghai Aerospace, 1995, (1): 37-42, 47
4. Shenghua, Z., Dazhuan, X., Xueming, J., & Hua, H. (2004, November). A study on active jamming to synthetic aperture radar. In Proceedings. ICCEA 2004. 2004 3rd International Conference on Computational Electromagnetics and Its Applications, 2004. (pp. 403-406). IEEE.
5. ZHAO, Hongfeng. Simulation of barrage-type jamming for synthetic aperture radars. In: 2008 ISECS International Colloquium on Computing, Communication, Control, and Management. IEEE, 2008. p. 462-465.
6. Ye, W., Ruan, H., Zhang, S. X., & Yan, L. (2010, August). Study of noise jamming based on convolution modulation to SAR. In 2010 International conference on computer, mechatronics, control and electronic engineering (Vol. 6, pp. 169-172). IEEE.
7. Guo, Z., Wang, L., Liu, Z., Fu, Z., Li, N., & Zhang, X. (2025). Adaptive Barrage Jamming Against SAR Based on Prior Information and Scene Segmentation. Remote Sensing, 17(7).
8. Huang, L., Song, C., Jin, G., Lu, P., & Wang, Y. (2024). Multiscale barrage jamming against SAR: A jamming signal modulation method and a template design method. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 60(4), 4543-4558.
9. Wang, Y., Liu, Z., Huang, Y., & Li, N. (2024). Multitarget barrage jamming against azimuth multichannel HRWS SAR via phase errors modulation of transmitted signal. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 21, 1-5.
10. Zhang, J., Zeng, Y., Qi, Z., Wang, L., Wang, Y., & Shen, X. (2023). Two-dimensional barrage jamming against SAR using a frequency diverse array jammer. Sensors, 23(5), 2449.
11. Lee, H., & Kim, K. W. (2023). Effective barrage noise jamming for spotlight SAR using extended Kalman filter-based kinematic parameter estimation.

IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, 16, 6579-6600.

12. Cheng, D., Li, N., Shu, G., & Guo, Z. (2022, October). Multiple-phases-sectionalized-modulation SAR barrage jamming method based on NLFM signal. In 2022 IEEE International Conference on Image Processing (ICIP) (pp. 3046-3050). IEEE.

13. EKESTORM S R T and KAROW C. An all-digital image synthesizer for countering high-resolution radars[D]. [Master dissertation], Naval Postgraduate School, 2000.

14. Long, S., Hong-rong, Z., Yue-sheng, T., & Chang-yao, Z. (2009, October). Research on deceptive jamming technologies against SAR. In 2009 2nd Asian-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar (pp. 521-525). IEEE.

15. Lin, X., Liu, P., & Xue, G. (2013, April). Fast generation of SAR deceptive jamming signal based on inverse range Doppler algorithm. In IET International Radar Conference 2013 (pp. 1-4). IET.

16. Joshi, H. D., Kaur, R., Singh, A. K., & Mishra, A. (2018). An improved method for deceptive jamming against synthetic aperture radar. International Journal of Microwave and Wireless Technologies, 10(1), 115-121.

17. Guo, X., Tian, T., Tan, H., Fan, W., & Zhou, F. (2024). A deceptive jamming technology against SAR based on optical-to-SAR template translation. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 60(5), 5715-5729.

18. Bang, H., Wang, W. Q., Zhang, S., & Liao, Y. (2021). FDA-based space-time-frequency deceptive jamming against SAR imaging. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 58(3), 2127-2140.

19. Lee, K. M., Lee, I. H., Hong, S. G., Jeon, Y. I., Na, I. S., & Kim, K. T. (2022). Analysis of the requirements for effective satellite-borne SAR deceptive jamming. The Journal of Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science, 33(2), 146-159.

20. Liu, Y., Lan, L., Zhong, L., & Liao, G. (2025). A Deceptive Jamming Approach for SAR Based on Range-Azimuth Modulation. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*.
21. Lang, S., Li, G., Liu, Y., Lu, W., Zhang, Q., & Chao, K. (2023). A GAN-based augmentation scheme for SAR deceptive jamming templates with shadows. *Remote Sensing*, 15(19), 4756.
22. Sun, Q., Shu, T., Tang, B., & Yu, W. (2018). Target deception jamming method against spaceborne synthetic aperture radar using electromagnetic scattering. *Journal of Applied Remote Sensing*, 12(1), 016033-016033.
23. Feng, Z.; Bo, Z.; Mingliang, T.; Xueru, B.; Bo, C.; Guangcai, S. A Large scene deceptive jamming method for space-borne SAR. *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.* 2013, 51, 4486–4495.
24. Yang, K., Ye, W., Ma, F., Li, G., & Tong, Q. (2019). A large-scene deceptive jamming method for space-borne SAR based on time-delay and frequency-shift with template segmentation. *Remote Sensing*, 12(1), 53.
25. Cheng, D., Liu, Z., Guo, Z., Shu, G., & Li, N. (2022). A repeater-type SAR deceptive jamming method based on joint encoding of amplitude and phase in the intra-pulse and inter-pulse. *Remote Sensing*, 14(18), 4597.
26. Kim, S., Lee, D., Park, Y., Joo, J., Kim, J., Kim, J., & Bang, J. H. (2024). Deceptive Jamming for Spaceborne SAR Using Estimated Signal Parameters and Intercepted Signal Phase. *IEEE Access*.
27. Yongzhen, L. I., Datong, H. U. A. N. G., Shiqi, X. I. N. G., & Xuesong, W. A. N. G. (2020). A review of synthetic aperture radar jamming technique. *雷达学报*, 9(5), 753-764.
28. Aytaç, A., İpek, H., Aztekin, K., Aytav, E., & Çanakçı, B. (2020). A review of the radar absorber material and structures. *Scientific Journal of the Military University of Land Forces*, 52.
29. Saville, P. (2005). Review of radar absorbing materials. *Defence Research & Development Canada, Defence R & D Canada-Atlantic*.

30. Iqbal MN et al. A Study of the EMC Performance of a Graded-Impedance, Microwave, Rice-Husk Absorber. *Progress In Electromagnetics Research*. 2012;(131):19-44.

31. Ray, S., & Panwar, R. (2024). Advances in Polymer-Based Microwave Absorbers—From Design Principles to Technological Breakthroughs: A Review. *IEEE Journal on Flexible Electronics*, 3(9), 401-417. Ray, S., & Panwar, R. (2024). Advances in Polymer-Based Microwave Absorbers—From Design Principles to Technological Breakthroughs: A Review. *IEEE Journal on Flexible Electronics*, 3(9), 401-417.

32. Ertuğ EB. Production, Characterization and Industrial Applications of Radar Absorbing Materials. PhD Thesis. Graduate School of Natural and Applied Sciences of Dokuz Eylül University. 2014.

33. Huang, Y., Li, G., He, Q., Chen, H., Weng, X., ... & Deng, L. (2022). Design of an ultra- broadband microwave metamaterial absorber based on multilayer structures. *International Journal of RF and Microwave Computer- Aided Engineering*, 32(8), e23222.

34. Yaman MD. Thin film coating of glass fabrics for radar absorbing composites. Unpublished master's thesis. İzmir, Turkey: İzmir Institute of Technology; 2015.

35. Xu FF et al. Microwave absorbing properties and structural design of microwave absorbers based on polyaniline and polyaniline/magnetite nanocomposite. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. 2015;374:311-6.

36. Bayat, A., Mirzakhani, R., & Souha, P. D. (2026). A review of circuit analog absorbers: material synthesis, processing strategies, and electromagnetic applications. *Synthesis and Sintering*, 6(1), 12-25.

37. Kang, S. H. (2024). Dynamically adaptive materials: SH Kang. *MRS Bulletin*, 49(11), 1121-1126.

38. Xu, W., Liu, N., & Lu, Z. (2024). Recent progress of iron-based magnetic absorbers and its applications in elastomers: A review. *Materials*, 17(16), 4058.

39. Holliman, J. E., Schaefer, H. T., McGrail, B. P., & Miller, Q. R. (2022). Review of foundational concepts and emerging directions in metamaterial research: design, phenomena, and applications. *Materials Advances*, 3(23), 8390-8406.

РОЗДІЛ 2

КОНЦЕПЦІЯ, ПАРАМЕТРИ, СИГНАЛИ ТА СТРУКТУРА РАДІОТЕХНІЧНОЇ СИСТЕМИ ФАНТОМІЗАЦІЇ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ ЗОБРАЖЕНЬ РСА КОСМІЧНОГО БАЗУВАННЯ

Відомо, що космічні системи дистанційного зондування використовуються для отримання даних щодо областей інтересу на поверхні Землі [1]. Такі системи працюють в оптичному, інфрачервоному та радіодіапазоні електромагнітних хвиль. Причому в радіодіапазоні на відміну від інших зазначених діапазонів, шари хмар, диму або туману над поверхнею Землі є прозорими. До того ж, радіолокаційні та оптичні зображення характеризуються близькою роздільною здатністю [2]. Все це забезпечує широке використання радарів із синтезованою апертурою у дистанційному зондуванні з аерокосмічних носіїв.

Дані про підстильну поверхню, отримані системами дистанційного зондування, використовуються для вирішення завдань картографування [3], моніторингу стану водних об'єктів [4], лісів [5], вивчення льодовиків [6] тощо. Також такі дані використовуються під час розвідки та подальшого планування операцій Державної служби з надзвичайних ситуацій у досліджуваному районі.

Для захисту зображень критичної інфраструктури від несанкціонованого доступу доцільно використовувати системи, які спотворюють справжню інформацію про наявність певних об'єктів у тій чи іншій місцевості.

Можливим рішенням було б створення ілюзії того, що конкретні об'єкти розташовані в певній зоні. Зазначимо, що найбільш розвинуті системи фантомізації відповідають оптичному та інфрачервоному діапазонам [7 – 9]. В зазначених діапазонах для створення на зображеннях фантомів техніки або будівель ще з першої половини двадцятого сторіччя застосовуються хибні макети. Проте впровадження цієї методики є дуже складним для великої кількості хибних об'єктів на великих площах.

Створення хибних цілей у радіодіапазоні часто пов'язано із просторово рознесеними кутниковими відбивачами [10 – 12] або із додатковою затримкою сигналу в часі [13]. Застосування кутникових відбивачів обмежено невеликою кількістю об'єктів імітації, невеликою площею їх зосередження та неможливістю імітувати рух цих хибних об'єктів. Найбільш перспективним є формування фантомів на радіознімках без застосування фізичних об'єктів, що імітують наявність хибних елементів на радіозображенні. При цьому основним чинником є особливий радіосигнал оманливого глушіння, який і повинен створити ілюзію в радіозображенні космічного РСА.

2.1 Концепція формування радіотехнічних систем для створення фантомних об'єктів на зображеннях РСА

Основний принцип запропонованого в цій роботі методу імітації об'єктів в радіодіапазоні полягає в тому, що радіолокаційне зображення можна змінити, додавши до нього додаткову інформацію [1]. Цей принцип ґрунтується на наявних відомостях про можливість спотворення радіозображень (див. розділ 1). Справжня інформація на таких зображеннях вважається втраченою, оскільки жодна з існуючих систем фільтрації не може її відновити. Таким чином, якщо радіозображення можна спотворити, його також можна і модифікувати.

Створення основ теорії, яка впроваджує зазначену вище основну ідею, включає декілька гіпотез, заснованих на глибокому розумінні особливостей формування радіозображень [15 – 18]:

1. можливо імітувати присутність об'єктів із заданими властивостями в місцях, де вони фізично відсутні, або збільшити їхню кількість там, де їх мало шляхом підмішування до відбитого від підстильної поверхні сигналу космічної радіолокаційної системи додаткового сигналу, який містить необхідні інформаційні ознаки;

2. для створення основ теорії фантомізації радіозображень необхідно суттєво розвинути знання в статистичній теорії аерокосмічних радіосистем

дистанційного зондування, фізиці взаємодії радіохвиль з різними поверхнями, теорії радіонавігації тощо;

3. можливо використовувати одну радіотехнічну систему фантомізації на певній ділянці поверхні для формування кінцевого сигналу відбиття, що враховує як особливості рельєфу, так і додані до нього об'єкти;

4. можливе отримання реалістичного ефекту створення присутності фантома за умови врахування взаємного руху супутника відносно радіотехнічної системи фантомізації, що потребує знання положення супутника в просторі та часі, форми сигналу випромінювання, параметрів руху, характеристик тощо;

5. усі параметри та характеристики, необхідні для роботи системи, можуть бути розраховані або виміряні заздалегідь за допомогою сучасного вимірювального обладнання.

Концепція, представлена просторовою схемою застосування радара фантомізації зображень, показана на рисунку 2.1 [1]. Відповідно до цієї схеми, супутник дистанційного зондування з бортовим РСА опромінює ділянку підстильної поверхні та приймає відбиті сигнали. У певний момент, відповідно до режиму роботи, розпочинається процес формування сигналів заміни та їх випромінювання у напрямку системи дистанційного зондування.

Структуру радара надано на рисунку 2.1. Перш за все, такий радар повинен мати три важливі частини: приймач (Rx), передавач (Tx) і банк моделей (БМ). Останній містить моделі об'єктів, які планується розмістити у радіозображенні або, іншими словами, додати до сигналу передавача. У цій системі приймач (Rx) вирішуватиме завдання не лише прийому супутникових сигналів, а й оцінки форми та параметрів прийнятих сигналів. В іншому режимі роботи приймач виявлятиме появу супутника в зоні дії системи фантомізації та розраховуватиме похилу дальність до супутника, тобто оцінюватиме параметри польоту супутника, необхідні для роботи системи. Банк моделей (БМ), натомість, містить базу даних електродинамічних моделей об'єктів, які мають бути перетворені в параметри сигналу передавача. У передавачі

(Tx) генеруються та передаються сигнали, що містять фантомні об'єкти. Це досягається шляхом надання інформації від приймача та банку моделей.

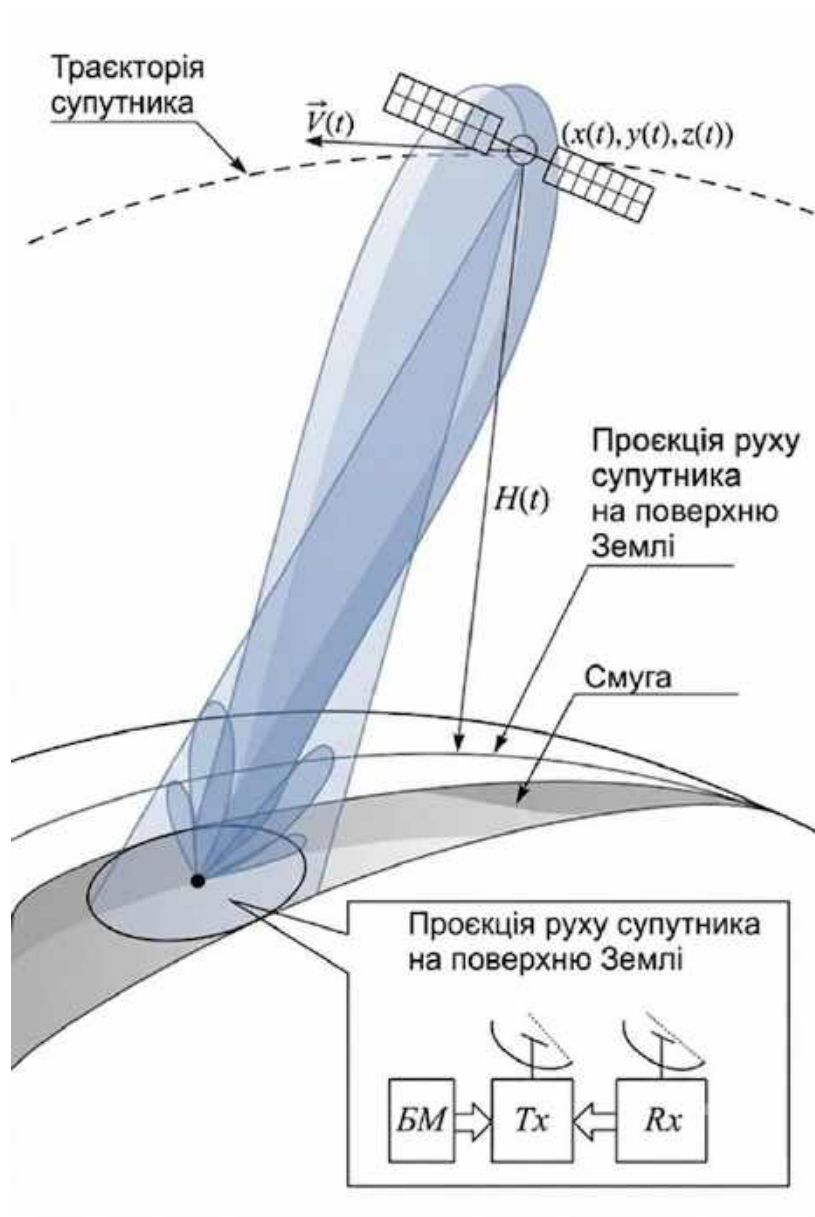


Рисунок 2.1 – Просторова схема застосування радара фантомізації.

Виходячи з того, що для більшості супутникових систем інформація про положення супутника в просторі є заздалегідь визначеною та доступною, можна прогнозувати сеанси взаємодії між супутником і системою фантомізації зображень. Для створення бази даних сигналів РСА супутників рекомендується дозволити приймачу деякий час працювати самостійно. Загалом, найкращим варіантом є наявність інформації про форму хвилі та оцінка параметрів

зондувального сигналу, що може бути досягнуто шляхом попереднього спостереження за супутниками дистанційного зондування за допомогою сучасного вимірювального радіобладнання [1].

Узагальнена блок-схема взаємодії системи «РСА — радар фантомізації» показана на рисунку 2.2. На рисунку 2.2 використано наступні скорочення та позначення:

- РСА — радіолокатор із синтезованою апертурою (встановлений на аерокосмічному носії);

- $\hat{\lambda}(t, \mathbf{r}, \mathbf{r}')$ — вектор істинних значень форми та параметрів сигналу, параметрів руху супутника як функція часу t і просторових координат \mathbf{r}' у системі координат, пов'язаній із супутником;

- $\hat{\lambda}(t, \mathbf{r}, \mathbf{r}')$ — вектор оцінок форми та параметрів сигналу, параметрів руху супутника як функція часу t і просторових координат \mathbf{r} та \mathbf{r}' у системі координат, пов'язаній із радаром фантомізації та супутником, відповідно;

- $\hat{\lambda}_i(t, \mathbf{r}, \mathbf{r}')$ — вектор оцінок форми та параметрів сигналу, параметрів руху i -го супутника з урахуванням власного положення радара фантомізації;

- $\left\{ \hat{\lambda}_i^{\mathbf{r}}(t, \mathbf{r}, \mathbf{r}') \right\}_{i=1}^M$ — блок пам'яті, що зберігає інформацію про вектори оцінок форми та параметрів сигналу, параметрів руху M -го супутника з урахуванням власного положення радара фантомізації;

- $\hat{\lambda}_{o,i}(t, \mathbf{r}, \mathbf{r}')$ — вектор ознак об'єкта, які мають бути додані до параметрів сигналу радара фантомізації;

- $\left\{ \hat{\lambda}_{o,k}^{\mathbf{r}}(t, \mathbf{r}, \mathbf{r}') \right\}_{k=1}^K$ — база даних ознак об'єктів, що мають бути включені до параметрів сигналу радара фантомізації.

Якщо в блоці пам'яті $\left\{ \hat{\lambda}_i^{\mathbf{r}}(t, \mathbf{r}, \mathbf{r}') \right\}_{i=1}^M$ є апіорна інформація про рух супутника та характеристики його РСА, доцільно використовувати ці дані, як показано іншою стрілкою від цього– блоку до передавача (Tx).

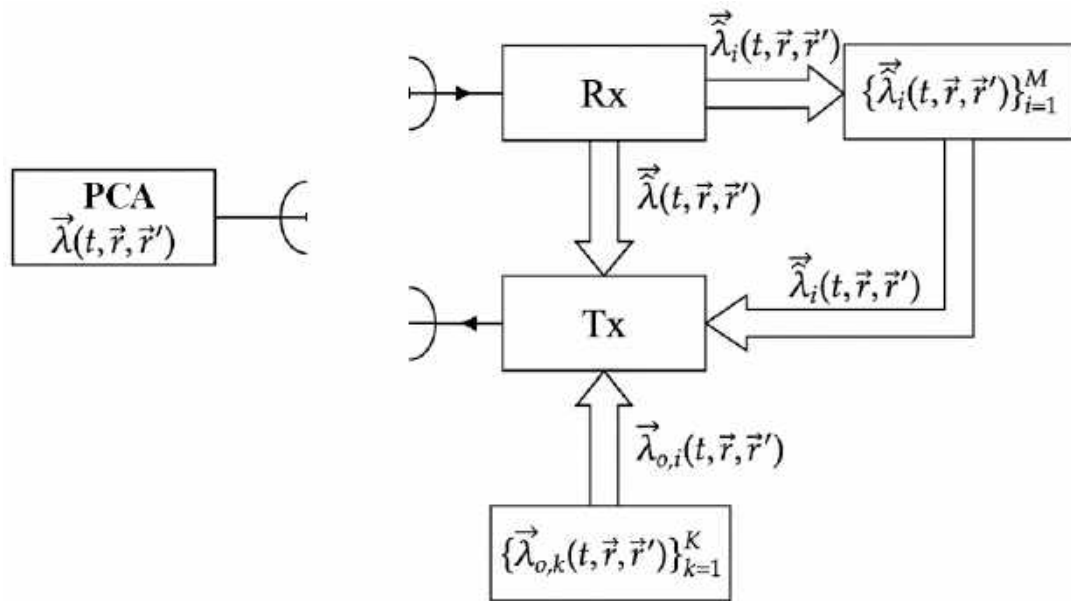


Рисунок 2.2 – Узагальнена блок-схема взаємодії
«космічний PCA – радар фантомізації».

Незважаючи на використання елементів інших теорій (синтезу PCA, систем оптимізації обробки сигналів, оцінки параметрів сигналів тощо), теорія фантомізації радіолокаційних зображень космічних PCA потребує вирішення наступних завдань:

- розробка математичних моделей орбіт аерокосмічних систем дистанційного зондування та формалізація особливостей зйомки підстильної поверхні;
- розробка математичних моделей просторово-часових сигналів, що випромінюються радіосистемами дистанційного зондування з аерокосмічних носіїв, з урахуванням різних режимів формування зображень;
- вдосконалення математичної моделі формування радіозображення в радіолокаторах із синтезованою апертурою;
- створення банку моделей розсіювання радіохвиль ділянками підстильної поверхні, зокрема з використанням інструментів штучного інтелекту;
- розробка узагальнених моделей зворотного розсіювання радіохвиль об'єктами, які необхідно фантомізувати на радіозображеннях;

- розробка математичних моделей радіосигналів, відбитих від просторово розподілених ділянок підстильної поверхні, що містять інформаційні ознаки фантомних об'єктів;
- розробка нових методів «ін'єкції» сигналів в аерокосмічні радіолокаційні системи, що дають змогу коригувати радіозображення;
- вивчення динаміки зміни форми сигналу з урахуванням взаємного руху в системі «формуваць фантомних зображень — радіосистема дистанційного зондування»;
- дослідження впливу атмосфери та перегляд математичних моделей, отриманих під час вирішення попередніх завдань, з урахуванням динаміки взаємного руху в системі «формуваць фантомних зображень — радіосистема дистанційного зондування»;
- розробка методів моделювання нестационарних об'єктів на радіозображеннях з використанням інструментів штучного інтелекту;
- розробка методу статистичного синтезу для системи фантомізації радіозображень;
- розробка узагальненої структурної схеми системи фантомізації радіозображень.

В даній роботі в рамках сформульованих завдань для формування теорії фантомізації радіолокаційних зображень космічних РСА розглядаються просторово-часові параметри та особливості взаємодії системи «космічний РСА – радар фантомізації», просторова роздільна здатність космічного РСА та метод оперативної обробки радіозображень для визначення областей потенційного формування імітацій, моделі сигналів бортового радара та їх параметри з огляду взаємодії системи «космічний РСА – радар фантомізації», детальна структурна схема передавального і приймального тракту радара фантомізації з визначенням точності оцінки параметрів сигналу космічного РСА, принципи та особливості побудови передавача радара фантомізації.

2.2 Просторово-часові параметри взаємодії системи «РСА – радар фантомізації»

Просторово-часові параметри взаємодії системи «РСА – радар фантомізації» можуть бути оцінені з використанням просторової схеми задачі, представленої у різних формах на рисунках 2.3 та 2.4 [19 – 21]. На рисунку 2.3 показано просторову схему задачі для розрахунку часу «взаємодії» у системі «РСА–радар фантомізації», а на рисунку 2.4 — просторова схема, необхідна для розрахунку очікуваного закону зміни відстані між РСА та радаром фантомізації.

На рисунках 2.3 та 2.4 використані наступні позначення: H — висота [км] орбіти супутника відносно поверхні Землі; R — місцезнаходження радару фантомізації; O — центр Землі; OR — радіус Землі [км]; A' та B' — точки початку та кінця потенційної «взаємодії» системи РСА – радар фантомізації; A та B — точки початку та кінця «взаємодії» системи РСА – радар фантомізації; $\angle\alpha' = \angle A'OB'$; $\angle\beta$ — кут у площині орбіти (на рисунку 2.4 він візуально збігається з $\angle ARB$, але в тривимірному вигляді на рисунку 2.4 він відповідає $\angle AR'B$, де R' — перпендикуляр, опущений з точки R на проекцію орбіти на підстильну поверхню); $\angle\alpha = \angle AOB$; $\angle A'RO = \angle B'RO = 90^\circ$; $\angle\gamma = \angle ROR'$; S — поточне положення супутника з РСА; $Oxyz$ — тривимірна декартова система координат, пов'язана з центром Землі, вісь Oz якої проходить через R' — перпендикуляр, опущений з точки R на проекцію орбіти супутника на підстильну поверхню; $OR = OR'$.

Для аналізу ефективності системи «РСА–радар фантомізації» доцільно ввести поняття часу потенційної взаємодії. Під цим терміном слід розуміти граничну тривалість сеансу зв'язку, протягом якої супутник та радар фантомізації перебувають у зоні прямої видимості один одного. Даний показник розраховується виходячи з припущення про відсутність атмосферних перешкод та базується на просторових параметрах траєкторії польоту.

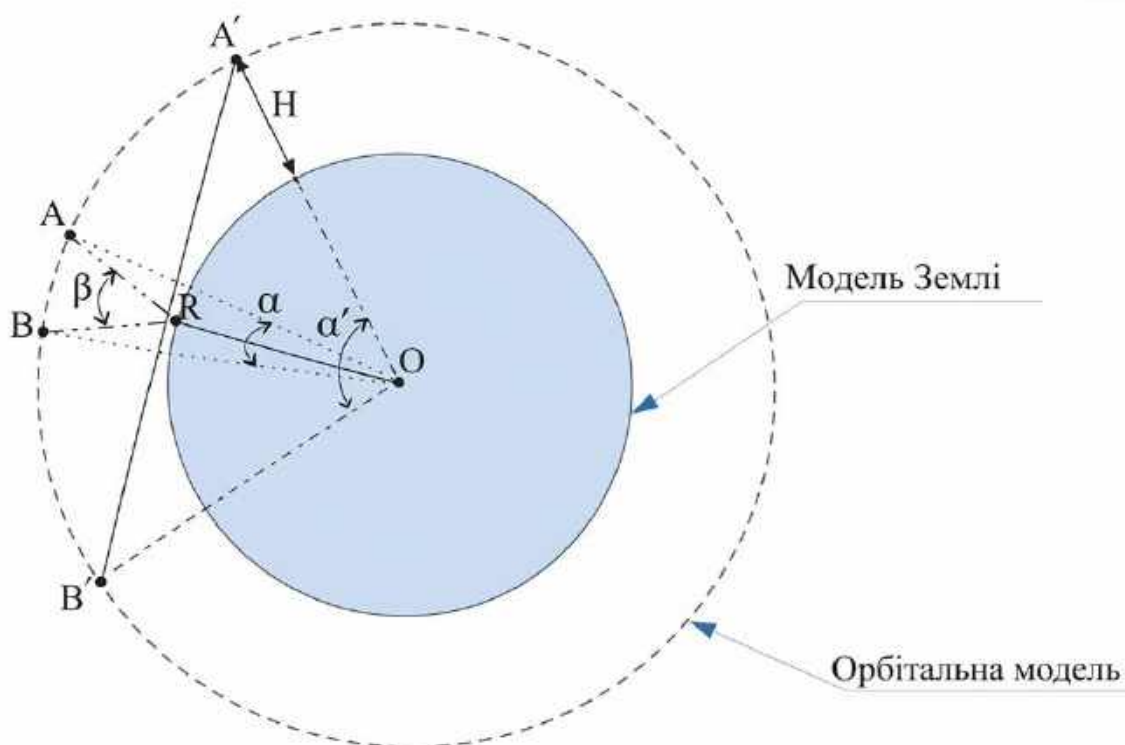


Рисунок 2.3 – Просторова схема для розрахунку часу «взаємодії» в системі «РСА – радар фантомізації».

Вважаємо, що швидкість руху супутника по орбіті відносно радару фантомізації – це V і вона не змінюється за величиною. Впродовж потенційної взаємодії РСА та радару фантомізації супутник пролетить відстань $l_{A'B'}$, яка є довжиною дуги $A'B'$. Тоді час потенційної взаємодії супутника та радару фантомізації можна розрахувати як:

$$t_{\text{пот}} = \frac{l_{A'B'}}{V} = \frac{\alpha'(OR + H)}{V}. \quad (2.1)$$

У практичній діяльності бортові РЛС із синтезованою апертурою (РСА) можуть функціонувати в режимі «прожектора», де головна пелюстка діаграми спрямованості безперервно супроводжує конкретну ділянку поверхні в заданому діапазоні кутів. Проте найчастіше зйомка здійснюється в режимі бокового огляду, за якого вісь випромінювання орієнтована під кутом 90° до

вектора швидкості польоту носія. Обмежимося розглядом сценарію взаємодії систем «РСА–радар фантомізації» при значеннях кута $\angle\beta \leq 90^\circ$ (див. рисунки 2.3 та 2.4), що є технічно можливим під час роботи РСА у режимі «прожектора».

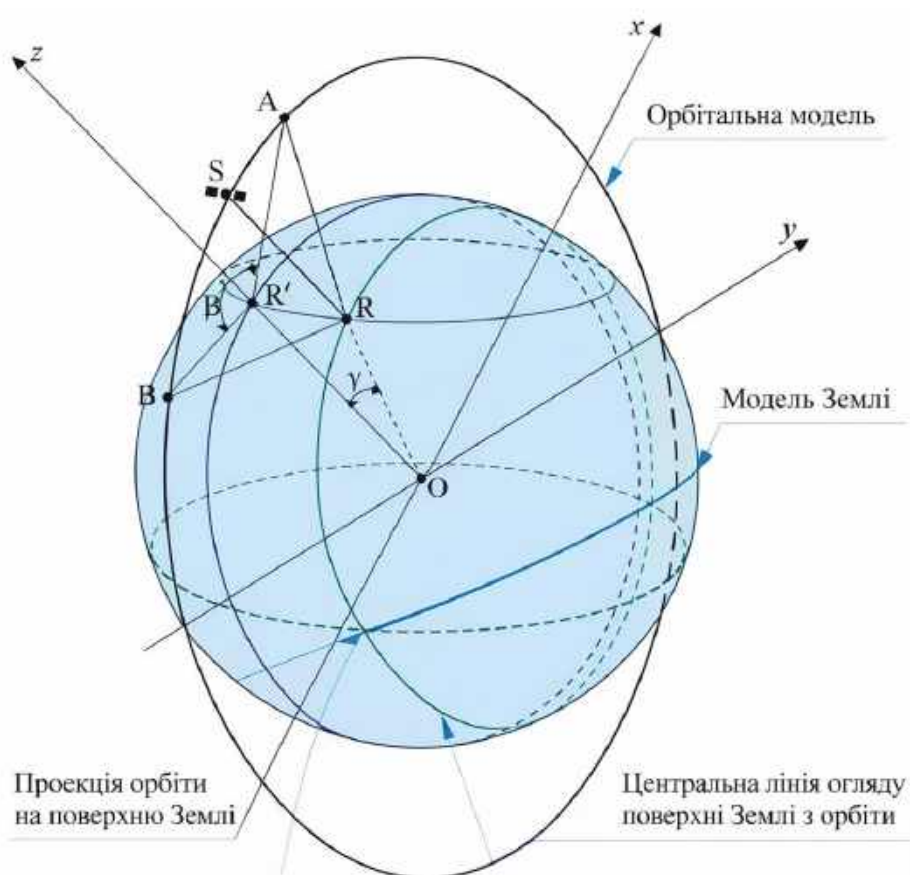


Рисунок 2.4 – Просторова схема для розрахунку відстані між РСА та радаром фантомізації.

Визначимо залежність $\alpha(\beta)$ у наступному вигляді:

$$\alpha = \beta - 2 \arcsin \left(\frac{OR}{OR + H} \cdot \sin \left(\pi - \frac{\beta}{2} \right) \right). \quad (2.2)$$

Застосовуючи той самий підхід, що і для визначення часу потенціальної взаємодії РСА та радару фантомізації (вираз 2.1) отримаємо вираз для часу їх реальної взаємодії:

$$t_{\text{реал}} = \frac{l_{\text{AB}}}{V} = \frac{(OR + H)}{V} \cdot \left[\beta - 2 \arcsin \left(\frac{OR}{OR + H} \cdot \sin \left(\pi - \frac{\beta}{2} \right) \right) \right]. \quad (2.3)$$

Таким чином, рівняння (2.3) встановлює математичний зв'язок між фактичним прогнозованим часом «взаємодії» в системі «РСА – радар фантомізації», висотою орбіти космічного апарата, його швидкістю та обраним режимом огляду бортового радіолокатора («прожекторний» або «боковий»). При використанні РСА режиму бокового огляду значення кута $\angle\beta$ дорівнює $\Delta\theta$, де $\Delta\theta$ — ширина головної пелюстки діаграми спрямованості антени (без урахування ефекту синтезування апертури).

Визначимо відстань між РСА та радаром фантомізації згідно рисунку 2.4. Припустимо, що положення радара фантомізації на земній поверхні задано координатами (X_R, Y_R, Z_R) . У такому випадку дистанцію між космічним апаратом із РСА та наземною станцією фантомізації можна визначити за наступною аналітичною залежністю:

$$\Delta Q = \sqrt{\left(\sqrt{(OR' + H)^2 - Z^2} - X_R \right)^2 + Y_R^2 + (Z - Z_R)^2}. \quad (2.4)$$

Вираз (2.4) має загальний характер і описує динаміку зміни відстані між радаром фантомізації та РСА для будь-якої точки траєкторії польоту (припускаючи, що супутник рухається по круговій орбіті, що є типовим для більшості систем дистанційного зондування Землі).

Отже, ґрунтуючись на просторовій схемі системи «космічний РСА – радар фантомізації» було визначено потенціальний та реальний час взаємодії в такій системі і відстань між бортовим РСА та радаром фантомізації. Зазначимо, що остання важлива з огляду визначення часу затримки сигналу космічного РСА для формування коректного імітаційного сигналу.

2.3 Очікувані параметри сигналу РСА з точки зору просторових параметрів формування радіозображення

Для дистанційного зондування в бортових РСА зазвичай застосовують пакети когерентних радіоімпульсів, наприклад, із лінійно-частотною модуляцією (ЛЧМ) [22 – 25]. Математично комплексна обвідна такого пакета радіоімпульсів записується у наступному вигляді:

$$\mathbf{A}(t) = A_0 \sum_{i=0}^{N-1} I_i S(t - iT_r, \tau) \cdot \exp(j\pi\alpha(t - iT_r)^2), \quad (2.5)$$

де A_0 – амплітуда поодинокого радіоімпульсу в межах пакета; N — загальна кількість таких імпульсів у пакеті; I_i — знакова функція, яка при використанні ЛЧМ-імпульсів із фазовою маніпуляцією дозволяє ідентифікувати зміну фази всередині імпульсу на протилежну через значення «1» або «-1»; T_r — період повторення радіоімпульсів у пакеті. Величина $\alpha = \Delta F / \tau$ визначає швидкість зміни частоти, де ΔF — девіація частоти ЛЧМ-сигналу. Функція $S(t - iT_r, \tau)$ визначає обвідну одиничного імпульсу в пакеті. Зазвичай вона моделюється як гладкий імпульс тривалістю τ з періодом повторення $T_r > \tau$, а саме:

$$S(t - iT_r, \tau) = \begin{cases} 1 & 0 \leq (t - iT_r) \leq \tau \\ 0 & (t - iT_r) < 0, (t - iT_r) > \tau \end{cases} \quad (2.6)$$

Для вирішення задачі оцінювання параметрів сигналу зондування бортового РСА критично важливо визначити часову тривалість пакета радіоімпульсів та загальну кількість N імпульсів у ньому.

На рисунку 2.5 показана просторова схема задачі для визначення рівняння максимальної довжини пакета зондувального сигналу та мінімального періоду повторення пакетів сигналів бортового РСА. Кути q_{\min} та q_{\max}

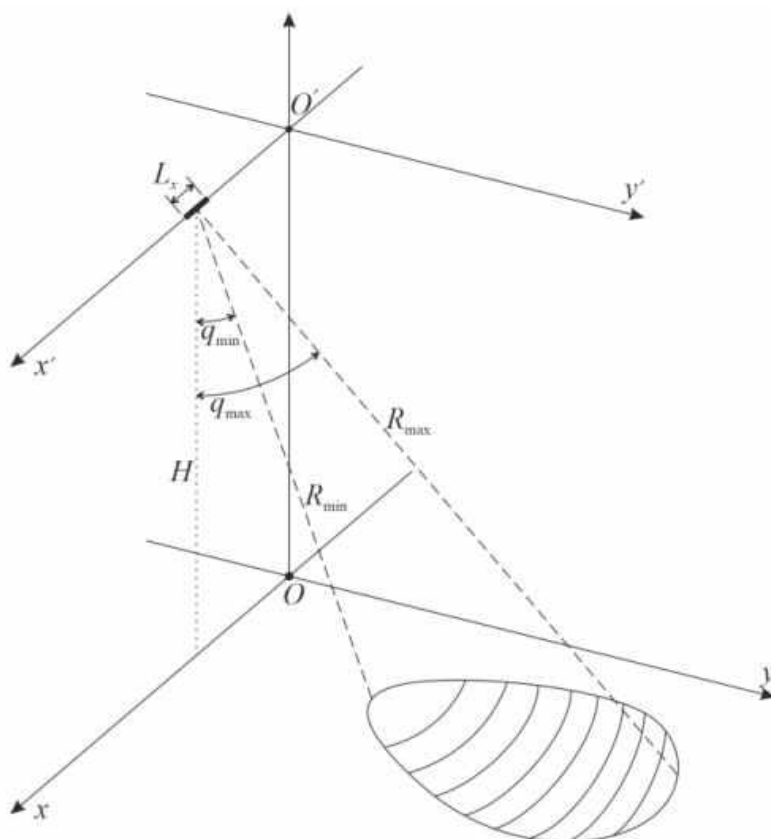


Рисунок 2.5 – Просторова схема задачі для визначення рівняння для максимальної довжини пакета сигналу зондування та мінімального періоду повторення пакетів сигналу зондування бортового РСА

визначають мінімальний та максимальний кути опромінення підстильної поверхні [26, 27] і відповідають дальностям R_{\min} та R_{\max} . Лінії всередині плями опромінення підстильної поверхні є лініями однакових дальностей.

Гранично допустима тривалість пакета радіоімпульсів (довжина у часі N -послідовності) розраховується з урахуванням того, що в момент прийому відбитих від поверхні сигналів передавач має перебувати у вимкненому стані. Таким чином, визначимо час, необхідний для проходження радіоімпульсом подвійної мінімальної дистанції R_{\min} зі швидкістю світла c , що обмежує максимальну тривалість імпульсу або всього пакету як:

$$t_b = \frac{2R_{\min}}{c} = \frac{2H}{c \cdot \cos(q_{\min})}. \quad (2.7)$$

Періодичність слідування пакетів радіоімпульсів визначається часовим інтервалом, що необхідний для проходження останнім імпульсом пакета подвійної максимальної дистанції (тривалість t_b). Виходячи з цього, мінімальний період повторення пакетів імпульсів визначимо наступним чином:

$$T_b = \frac{2R_{\max}}{c} + t_b = \frac{2H(\cos(q_{\min}) + \cos(q_{\max}))}{c \cdot \cos(q_{\max})\cos(q_{\min})}. \quad (2.8)$$

Параметр шпаруватості імпульсів у пакеті визначається технічними можливостями елементної бази радіокомпонентів. Для задач подібного класу типовим значенням шпаруватості є $Q = 4$. Кількість імпульсів у пакеті представимо через часові параметри наступним чином:

$$N = \left\lfloor \frac{2H}{T_r \cdot c \cdot \cos(q_{\min})} - \frac{\tau}{T_r} + 1 \right\rfloor. \quad (2.9)$$

Скважність пактів зондуючого сигналу визначимо як:

$$Q_b = \frac{T_b}{t_b} = \frac{R_{\max} + R_{\min}}{R_{\min}} = \frac{R_{\max}}{R_{\min}} + 1 = \frac{\cos(q_{\min})}{\cos(q_{\max})} + 1. \quad (2.10)$$

Отримана апіорна інформація щодо форми обвідної пакетів радіоімпульсів дозволить надалі спростити процедуру розробки алгоритму оцінювання параметрів сигналу [28, 29] в приймальному тракті радара фантомізації. Така оптимізація стає можливою завдяки переходу від диференціювання за формою хвилі до безпосереднього оцінювання параметрів сигналу та пакету імпульсів, допустимі межі яких можуть бути визначені відповідно до рівнянь (2.7) – (2.10).

2.4 Просторова роздільна здатність та визначення областей потенційного формування фантомних радіозображень

Проаналізуємо кілька варіантів просторової побудови системи, що розрізняються за методом сканування підстильної поверхні. Спочатку звернемось до режиму бокового огляду з використанням РСА. На рисунку 2.6 представлена проекція головної пелюстки діаграми спрямованості антени РСА на земну поверхню для випадку суто бокового спостереження [30]. Схематично відтворено ізолінії рівних дальностей, де Δr_i ($i = 1..M$) відповідає роздільній здатності по горизонталі.

На наведеній схемі (рисунок 2.6) використані такі позначення: H — висота польоту (орбіти) носія РСА; L_x — геометрична довжина антени вздовж фюзеляжу; ΔR_s — роздільна здатність за похилою дальністю, що обумовлена параметрами зондувального сигналу; Δr_{\min} — просторовий інтервал від надира (проекції фазового центра антени) до ближньої межі зони огляду, що визначається кутом q_{\min} . Дальня межа спостереження обмежена дистанцією R_{\max} , що відповідає куту q_{\max} .

Встановимо аналітичну залежність для зміни горизонтальної роздільної здатності та обчислимо кількість елементарних областей дальності, що формуються в межах ділянки поверхні, охопленої головною пелюсткою діаграми спрямованості космічного РСА. Для розв'язання цієї задачі використаємо наступне геометричне співвідношення:

$$(R_{\min} + \Delta R_s)^2 = H^2 + (\Delta r_{\min} + \Delta r_1)^2. \quad (2.11)$$

На основі рівності (2.11) отримаємо розмір першого елемента горизонтальної роздільної здатності:

$$\Delta r_1 = \sqrt{(R_{\min} + \Delta R_s)^2 - H^2} - \Delta r_{\min}, \quad (2.12)$$

$$\text{де } R_{\min} = \frac{H}{\cos(q_{\min})}, \quad \Delta r_{\min} = H \tan(q_{\min}).$$

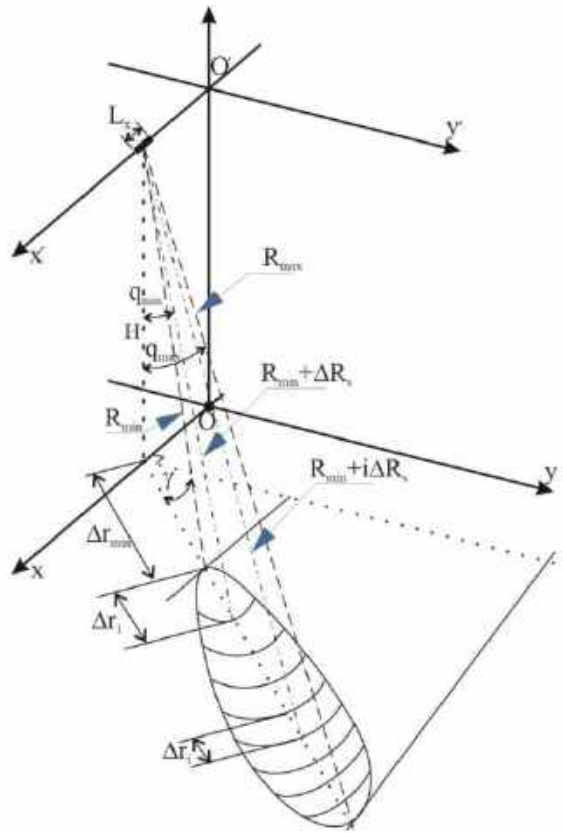


Рисунок 2.6 – Просторова схема задачі розрахунку кількості і розміру смуг розрізнення по дальності, які вкладаються у ділянку опромінення підстильної поверхні головною пелюсткою діаграми спрямованості антени РСА при бічному огляді.

За аналогією з попередніми розрахунками елементів горизонтальної роздільної здатності для кожної смуги дальності, загальний вираз для обчислення розміру довільної i -ї ділянки розрізнення набуває такого вигляду:

$$\Delta r_i = \sqrt{(R_{\min} + i\Delta R_s)^2 - H^2} - \Delta r_{\min} - \Delta r_1 - \dots - \Delta r_{i-1}. \quad (2.13)$$

Цілком очевидно, що загальне число таких областей розрізнення детерміновано граничним кутом опромінення підстильної поверхні головною

пелюсткою антени. Виходячи з цього, сформулюємо нерівність-обмеження, яка дозволяє встановити сумарну кількість M ділянок розрізнення на місцевості:

$$\sum_{i=1}^M \Delta r_i \leq H \frac{\cos(q_{\max})}{\cos(\alpha_{\max})} - \Delta r_{\min}. \quad (2.14)$$

Метод передньобічного огляду має багато спільного з класичним боковим режимом, проте ключова відмінність полягає у фіксації променя діаграми спрямованості під певним кутом γ відносно нормалі до вектора швидкості космічного носія [30]. Математичні моделі в такому разі потребують корекції для врахування кутового відхилення γ від строго перпендикулярного напрямку спостереження.

Аналіз просторових параметрів дистанційного зондування для передньобічного режиму (див. рисунок 2.7) показує, що система умовних позначень залишається ідентичною тій, що була використана для рисунку 2.6. Характерною особливістю є нахил ізоліній рівних дальностей відносно нормалі, що зумовлює скорочення інтервалу спостереження окремого елемента поверхні. Даний ефект може бути нівельований шляхом застосування спеціалізованих алгоритмів компенсації «міграції дальності».

У межах даної просторової конфігурації базові рівняння (2.11) – (2.14) зберігають свою структуру, проте параметри Δr_{\min} , R_{\min} та R_{\max} підлягають перерахунку за наведеними нижче формулами:

$$\Delta r_{\min} = \frac{H \tan(q_{\min})}{\cos(\gamma)}, \quad (2.15)$$

$$R_{\min} = \sqrt{H^2 + \Delta r_{\min}^2} = H \sqrt{1 + \frac{\tan^2(q_{\min})}{\cos^2(\gamma)}}, \quad (2.16)$$

$$R_{\max} = H \sqrt{1 + \frac{\tan^2(q_{\max})}{\cos^2(\gamma)}}. \quad (2.17)$$

кута γ . Це обмеження зумовлене суттєвим зменшенням часу спостереження кожної окремої ділянки поверхні в межах сформованих смуг дальності.

«Прожекторний» режим спостереження за поверхнею характеризується специфічною особливістю, яка полягає у безперервному супроводі визначеної ділянки місцевості протягом певного часу польоту носія [30]. Як продемонстровано на рис. 2.8, вектор спрямованості антени динамічно змінює свою орієнтацію, забезпечуючи сталу фіксацію плями випромінювання на цільовому фрагменті підстильної поверхні.

Слід зауважити, що під час такого стеження кількість смуг дальності в межах опроміненої області постійно варіюється. Це значно підвищує обчислювальну складність алгоритмів обробки даних, оскільки виникає необхідність враховувати складну «міграцію» дальності. Проте, при дотриманні певних конструктивних обмежень щодо тривалості стеження за об'єктом, процедуру обробки сигналів можливо реалізувати без надмірного ускладнення програмно-апаратних алгоритмів.

Результати аналізу просторової схеми прожекторного огляду (рисунок 2.8) свідчать, що формування радіолокаційного зображення конкретної області можливе лише у звуженому діапазоні кутів спостереження порівняно з теоретичними межами φ_{\min} та φ_{\max} . Дана особливість зумовлена специфікою накопичення траєкторного сигналу: для коректного синтезу апертури необхідно забезпечити постійну присутність цільової ділянки в межах головної пелюстки діаграми спрямованості антени протягом усього інтервалу спостереження.

Порушення принципу безперервності опромінення на початковій та кінцевій стадіях прольоту призводить до суттєвого ускладнення математичної обробки даних. Стабільна реалізація алгоритму досягається лише в центральній зоні смуги огляду, де вектори спрямованості антени з трьох характерних позицій носія (точки А, В та С на рисунку 2.8) перетинаються на заданій ділянці поверхні.

Варто підкреслити, що точне визначення кількості смуг дальності, придатних для синтезу радіозображення в цьому режимі, є нетривіальною

задачею. Підсумкова кількість зон розрізнення корелює як з обраною стратегією компенсації «міграції дальності» (та іншими методами попередньої корекції сигналів), так і з кутовим сектором супроводу об'єкта. Зі збільшенням кута спостереження за конкретною ділянкою її лінійні розміри скорочуються, що вимагає пошуку оптимального компромісу при проектуванні систем з прожекторним оглядом.

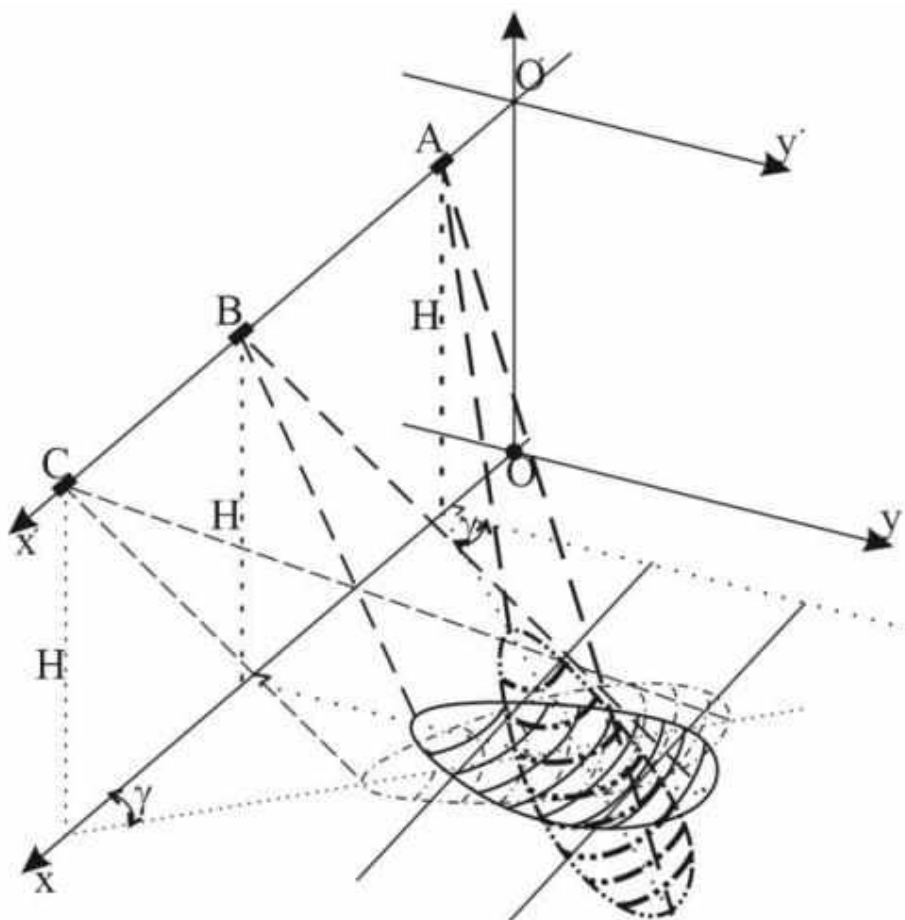


Рисунок 2.8 – «Прожекторний» режим спостереження космічним РСА за підстильною поверхнею

Кінцевим етапом є детермінація граничних параметрів і розмірів тих областей, у межах яких можлива технічна реалізація алгоритмів фантомної підміни реальних радіозображень [30] на основі отриманих вище результатів.

Представлений в цій роботі аналітичний апарат для розрахунку горизонтальної розрізняювальної здатності має критичне значення для розробки

сигналів імітаційної ін'єкції об'єктів у структуру зображень бортових РСА. Для прецизійного визначення сумарної кількості смуг дальності на ділянці підстильної поверхні необхідно оперувати такими параметрами, як роздільна здатність за похилою дальністю, просторові характеристики діаграми спрямованості РСА (зокрема, граничні кути φ_{\min} та φ_{\max}), а також точні координати траєкторії польоту носія. Усі зазначені величини можуть бути отримані шляхом апріорного оцінювання або безпосереднього вимірювання.

Виходячи з просторового розміщення радару фантомізації, доцільно виділити дві базові стратегії ін'єкції фантомних об'єктів у радіолокаційні зображення, що формуються РСА. Згідно з першим типом архітектури, приймальний та передавальний модулі радару фантомізації інтегровані в єдиний апаратно-програмний комплекс і розташовані в одній географічній точці [30].

Дану конфігурацію доцільно застосовувати у випадках, коли апріорі відомі параметри траєкторії руху РСА, що забезпечують проходження плями діаграми спрямованості антени безпосередньо через локацію розміщення радару фантомізації. За таких умов імітація фантомних об'єктів на радіолокаційному зображенні може бути реалізована як у межах окремих смуг дальності, так і на ділянках підстильної поверхні, що охоплюють:

- декілька площ, розмір яких еквівалентний зоні опромінення головною пелюсткою антени РСА (актуально для режимів бокового та передньобічного сканування);

- обмежену частину зони опромінення (приблизно 1/3 від загальної площі або менше) у разі застосування «прожекторного» режиму спостереження.

Таким чином, під час бокового та передньобічного огляду встановлено наступні граничні умови для генерації фантомних цілей на радіолокаційному портреті:

- мінімальний масштаб інжектованого об'єкта відповідає одиничній комірці горизонтальної роздільної здатності;

– у разі використання імітаційною системою нерухомої антени, максимальний розмір обмежений площею ділянки, що миттєво опромінюється РСА;

– за умови застосування у складі радару фантомізації стежачої антенної системи, граничний розмір фантома розширюється до декількох розмірів миттєвої зони опромінення.

Очевидно, що для реалізації «прожекторного» режиму критично важливо використовувати саме стежачу систему у складі радару фантомізації. Це дозволяє здійснювати ін'єкцію об'єктів у широкому діапазоні: від одиничного елемента роздільності до повної площі перекриття зон спостереження на поверхні.

Друга стратегія побудови системи імітації передбачає просторове рознесення приймального та передавального модулів радару фантомізації [30]. За такої топології площа доступної фантомізації суттєво збільшується. Це стає можливим завдяки випереджальному виявленню випромінювання РСА приймачем, що розташований на певній дистанції від передавача за напрямком руху носія. Отримана інформація про факт опромінення передається на активний передавальний модуль, що дозволяє суттєво подовжити інтервал випромінювання сигналів підміни. Як наслідок, з'являється можливість синтезувати більшу кількість об'єктів на значній території. Ключовою вимогою тут є забезпечення динамічного керування потужністю передавача для точної компенсації різниці рівнів сигналу, що надходить через головну та бічні пелюстки діаграми спрямованості РСА.

2.5 Узагальнена модель зондувального сигналу бортової РСА та його аналітичні перетворення в процесі дистанційного зондування

Для вирішення наукової задачі фантомізації радіолокаційних зображень критично важливим є математичний опис загального вигляду зондувального

сигналу бортової РСА, а також дослідження механізмів його трансформації безпосередньо під час сеансу зондування [31].

Відповідно до теоретичних положень [32], узагальнену математичну модель зондувального сигналу бортової РСА можна представити у такому вигляді:

$$s(t) = \text{Re}\{\dot{A}(t)\exp(j2\pi f_0 t)\}. \quad (2.18)$$

В даному виразі (2.18) параметр $\dot{A}(t)$ позначає комплексну обвідну сигналу, що дає змогу описувати різноманітні типи модуляції та часові форми імпульсів (від поодинокого сигналу до когерентної пачки). Символ $\text{Re}\{\cdot\}$ відповідає операції виділення дійсної частини комплексного числа, а f_0 визначає несучу частоту сигналу.

Для математичного опису сигналу, що реєструється антеною бортової РСА аерокосмічного носія, спочатку сформулюємо вираз для елементарного (одичного) відгуку. Під цим розуміється сигнал, відбитий від диференціальної площі підстильної поверхні. Просторові умови даної задачі представлені на рисунку 2.9.

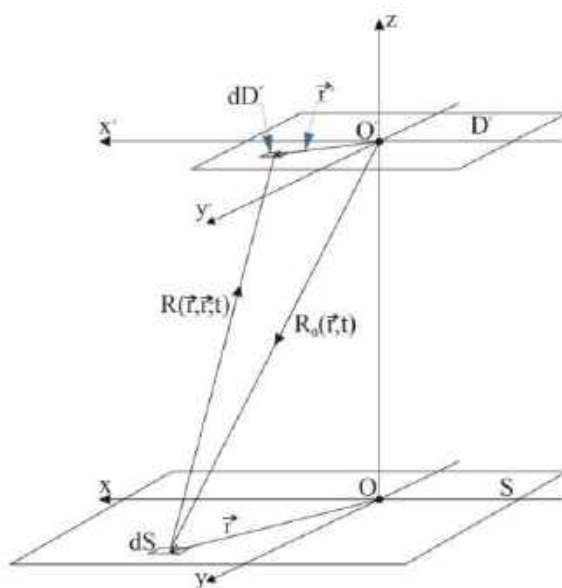


Рисунок 2.9 – Просторова схема задачі дистанційного зондування

Згідно з рисунку 2.9, антенну систему бортової РСА можна змоделювати як область D' із фазовим центром у точці O' . Досліджувана поверхня S містить елементарну ділянку dS .

Відстань від фазового центру O' до цієї ділянки описується часовою функцією $R_0(\mathbf{r}, t)$. Розсіювальні властивості поверхні характеризуються комплексним коефіцієнтом розсіювання, що подається у вигляді функції $\mathbb{R}(\mathbf{r}, \mathbf{r}', \lambda(\mathbf{r}))$. Даний коефіцієнт детермінований координатами точок поверхні \mathbf{r} , схемою взаємного розташування в системі «точка спостереження — РСА» (координати \mathbf{r}'), а також фізичними параметрами поверхні $\lambda(\mathbf{r})$, оцінка яких є ключовою при вирішенні задач дистанційного зондування. Відстань від аналізованої елементарної ділянки до довільної зони dD' антенної системи позначається як $R(\mathbf{r}, \mathbf{r}', t)$. Площина xOy обраної системи координат збігається із середнім рівнем досліджуваної підстильної поверхні. Слід зауважити, що реальна поверхня характеризується наявністю шорсткостей (мікрорельєфу), які, хоча і не відображені детально на рисунку 2.9, завжди присутні у практичних задачах дистанційного зондування. Вплив таких нерівностей поверхні на структуру відбитого сигналу враховується шляхом введення додаткового фазового зсуву $\phi(\mathbf{r}, \mathbf{r}', \lambda(\mathbf{r}))$ у загальний вираз для комплексного коефіцієнта розсіювання. У такому разі математична модель коефіцієнта розсіювання набуває наступного вигляду:

$$\mathbb{R}(\mathbf{r}, \mathbf{r}', \lambda(\mathbf{r})) = \left| \mathbb{R}(\mathbf{r}, \mathbf{r}', \lambda(\mathbf{r})) \right| \exp(j\phi(\mathbf{r}, \mathbf{r}', \lambda(\mathbf{r}))). \quad (2.19)$$

Для опису просторового положення елементів системи використовуються дві пов'язані системи координат: $Oxyz$ (прив'язана до поверхні) та $O'x'y'z'$ (пов'язана з фазовим центром антенної системи бортової РСА). Положення елементарних ділянок у цих системах задається радіус-векторами \mathbf{r} та \mathbf{r}' , відповідно. З метою спрощення подальших аналітичних перетворень припустимо, що зазначені вектори лежать у площинах xOy та $x'O'y'$.

Традиційно комплексний коефіцієнт розсіювання $\mathcal{R}(\mathbf{r}, \mathbf{r}', \lambda(\mathbf{r}))$ розглядається як функція просторових координат підстильної поверхні \mathbf{r} . У задачах фантомізації об'єктів у радіолокаційне зображення необхідно враховувати цю залежність, оскільки візуальні характеристики об'єкта змінюються залежно від ракурсу спостереження. Водночас, для режимів бокового огляду, де діаграма спрямованості РСА є відносно вузькою та орієнтована нормально до вектора руху носія (без супроводу конкретної зони, що властиво прожекторному режиму), варіативністю коефіцієнта розсіювання залежно від взаємного положення віртуальної цілі та РСА можна знехтувати.

У межах даної моделі приймається, що випромінювання сигналу відбувається з точки знаходження фазового центра бортової антени РСА (точка O' на рисунку 2.9). Електромагнітна хвиля поширюється до земної поверхні в межах зони опромінення, де вона дифузно [33, 34] відбивається кожною елементарною ділянкою dS .

Дистанція до такої ділянки становить $R_0(\mathbf{r}, t)$. Частина відбитого поля згодом реєструється приймальними елементами dD' антени РСА (відстань $R(\mathbf{r}, \mathbf{r}', t)$). Припускається, що поверхня не є дзеркальною (як, наприклад, ідеально спокійна водна гладь) і містить значну дифузну складову, що є характерним для більшості реальних сценаріїв дистанційного зондування.

Математичний вираз для сигналу, що відбивається від ділянки підстильної поверхні в межах i -ої смуги дальності (зона опромінення головною пелюсткою антени РСА) та реєструється елементарною приймальною площею з координатами \mathbf{r}' , можна представити у такому вигляді:

$$\begin{aligned} \mathcal{E}_{\text{rec}}(t, \mathbf{r}') = \varepsilon \exp(j\varphi) \int_{D_i} \mathcal{R}(\mathbf{r}, \mathbf{r}', \lambda(\mathbf{r})) \times \mathcal{G}(\mathbf{r} - \mathbf{V}(t - t_0)) \cdot \\ \cdot \mathcal{A}(t - t_d(t, \mathbf{r}, \mathbf{r}')) \times \exp(j2\pi f_0(t - t_d(t, \mathbf{r}, \mathbf{r}'))) d\mathbf{r}. \end{aligned} \quad (2.20)$$

У наведеному рівнянні (2.20) параметр ε позначає коефіцієнт загасання сигналу в процесі поширення, а φ — випадкову початкову фазу, що має

рівномірний розподіл в інтервалі $[0, 2\pi]$. Функція $\mathcal{G}(\hat{\mathbf{r}} - \hat{\mathbf{V}}(t - t_0))$ описує діаграму спрямованості антени, перераховану в систему координат підстильної поверхні з урахуванням руху носія. Часова затримка сигналу $t_d(t, \hat{\mathbf{r}}, \hat{\mathbf{r}}') = \frac{R_0(O', \hat{\mathbf{r}}, t) + R(\hat{\mathbf{r}}, \hat{\mathbf{r}}', t)}{c}$ визначається сумарною дистанцією від фазового центру випромінювача до поверхні та від поверхні до точки прийому, поділеною на швидкість світла c .

У ситуаціях, коли конструкція антени бортової РСА забезпечує когерентне підсумовування прийнятих сигналів у попередньо визначеному фазовому центрі, замість виразу (2.20) слід використовувати модифіковану математичну модель (2.21):

$$\begin{aligned} \mathcal{E}_{\text{rec}}(t) = \varepsilon \exp(j\varphi) \int_{D'} \int_D \mathcal{R}(\hat{\mathbf{r}}, \hat{\mathbf{r}}', \lambda(\hat{\mathbf{r}})) \times \mathcal{G}(\hat{\mathbf{r}} - \hat{\mathbf{V}}(t - t_0)) \cdot \\ \cdot \mathcal{A}(t - t_d(t, \hat{\mathbf{r}}, \hat{\mathbf{r}}')) \times \exp(j2\pi f_0(t - t_d(t, \hat{\mathbf{r}}, \hat{\mathbf{r}}'))) d\hat{\mathbf{r}} d\hat{\mathbf{r}}' \end{aligned} \quad (2.21)$$

Дана модель описує сигнал не в окремих точках з координатами $\hat{\mathbf{r}}'$, а як результуючий відгук усієї апертури.

При цьому враховується, що в правильно спроектованій антенній системі часові затримки, які виникають під час проходження сигналу в межах розкриття антени (для всіх точок $\hat{\mathbf{r}}' \in D'$), повністю компенсуються. Це дозволяє досягти синфазності сигналів у фазовому центрі. У протилежному випадку, якщо така компенсація не є повною, в підінтегральний вираз необхідно ввести додатковий множник $\exp(j\nu(\hat{\mathbf{r}}'))$, де $\nu(\hat{\mathbf{r}}')$ — фазовий доданок. Цей параметр математично описує різницю фаз між сигналами, що реєструються безпосередньо у фазовому центрі та у довільній точці апертури антени з координатами $\hat{\mathbf{r}}'$.

У випадку, коли антена бортової РСА здійснює прийом елементарного сигналу (відбитого від одиничної ділянки ΔS підстильної поверхні з радіус-вектором $\hat{\mathbf{r}}$) шляхом його фокусування безпосередньо у фазовому центрі апертури D' , математичний вираз для результуючого відгуку набуває вигляду:

$$\begin{aligned} \mathcal{S}_{\text{rec}}(t, \mathbf{r}) = \varepsilon \exp(j\varphi) \int_{D'} \mathcal{P}(\mathbf{r}, \mathbf{r}', \lambda(\mathbf{r})) \times \mathcal{G}(\mathbf{r} - \mathbf{V}(t - t_0)) \cdot \\ \cdot \mathcal{A}(t - t_d(t, \mathbf{r}, \mathbf{r}')) \times \exp(j2\pi f_0(t - t_d(t, \mathbf{r}, \mathbf{r}'))) d\mathbf{r}' \end{aligned} \quad (2.22)$$

Наведене рівняння (2.22) описує інтегральний внесок усіх точок апертури антени у формування сигналу від конкретної просторової координати на поверхні. Дана модель є базовою для подальшого аналізу когерентних властивостей радіолокаційного зображення та розрахунку параметрів імітаційних сигналів при фантомній підміні об'єктів.

Математична модель сигналу (2.20) враховує динаміку зміни взаємного просторового положення в системі «фантомний радар — РСА», що зумовлена переміщенням носія радіолокатора. Параметр t_0 визначає момент початку інформаційної взаємодії між радаром фантомізації та РСА; для спрощення аналітичних виразів це значення можна прийняти рівним нулю.

Узагальнена модель (2.20) є базовою для проектування систем фантомізації. Окремі параметри, такі як комплексна обвідна $\mathcal{A}(t)$ та функція діаграми спрямованості $\mathcal{G}(\mathbf{r})$, можуть бути визначені безпосередньо приймальним модулем Rx (див. рисунки 2.1 та 2.2) або бути відомими апріорі. Розрахунок часу затримки та його варіацій у процесі руху супутника має базуватися на реальних координатах фантомного радара та законах орбітального руху космічного апарата.

Варто зауважити, що реєстрація сигналу (2.20) завжди відбувається на тлі завад. Для вирішення поставленої задачі достатньо розглянути модель з адитивним шумом, де $n(t)$ — внутрішній шум приймального пристрою. Відповідно, рівняння спостереження набуває такого вигляду:

$$u(t) = \text{Re}\{\mathcal{S}_{\text{rec}}(t)\} + n(t) = s_{\text{rec}}(t) + n(t). \quad (2.23)$$

Детальний аналіз статистичних властивостей сформованого спостереження та завадових чинників на даному етапі не наводиться.

Таким чином, встановлено узагальнену модель сигналу космічного РСА, яка враховує затухання сигналу, його розсіювання підстильною поверхнею, особливості діаграми спрямованості антени бортового РСА, а також обвідну такого сигналу з урахуванням взаємного руху системи «космічний РСА – радар фантомізації». Це дозволить визначити параметри сигналу радара фантомізації, необхідні для його коректного розпізнавання космічним РСА.

2.6 Структура бортового РСА згідно узагальненої моделі її застосування

Розгляд загальної структури побудови бортових радіолокаторів із синтезованою апертурою антени є необхідним етапом для розробки адекватних математичних моделей імітації сигналів. У межах даного підходу РСА аналізується не лише як автономний технічний засіб, а як об'єкт комплексної моделі застосування, що враховує динаміку руху носія, параметри зондування та умови взаємодії з наземною інфраструктурою фантомізації [31].

В наукових працях [33, 35-37] було представлено функціональні схеми бортових РСА, які, попри відмінності в деталізації, незмінно містять базові блоки реалізації алгоритмів обробки сигналів. Оскільки робота спрямована на вирішення завдань системного синтезу, стисло опишемо процедуру формування радіолокаційного зображення бортовою РСА.

Алгоритми обробки сигналів у РСА, відповідно до статистичної теорії радіотехнічних систем дистанційного зондування [33], з позицій синтезу оптимальних пристроїв зводяться до процедури узгодженої фільтрації спостереження (що характерно для систем «класичних РСА» [33]). На рівні комплексних обвідних аналітичний вираз алгоритму обробки має наступний вигляд:

$$Y(\mathbf{r}) = \left| \int_0^T \mathcal{U}(t) \mathcal{S}_{\text{unit}}^*(t, \mathbf{r}) dt \right|. \quad (2.24)$$

У наведеному виразі (2.24) параметр $S_{\text{unit}}^{\&}(t, \Gamma)$ позначає комплексно-спряжену обвідну опорного сигналу, що використовується як еталонний відгук для конкретного елемента дальності.

Базуючись на виразі (2.24), на рисунку 2.10 наведено узагальнену структурну схему РСА в межах загальної моделі застосування радару фантомізації. На схемі використано такі позначення: А – антенна система; АП – антенний перемикач; Вхід - приймальний тракт із підсилювачами високої частоти; Тх — передавач РСА; ФД — блок фазових детекторів; ОГ — опорний генератор, що формує комплексно-спряжені сигнали для фазового детектування та синхронізує роботу передавача; ГОС — генератор опорних сигналів Re та Im складових; ФРЗ — формувач радіозображення, що здійснює когерентне накопичення (інтегрування за моделлю (2.23)) та обчислює модуль комплексного зображення; РФ — радар фантомізації.

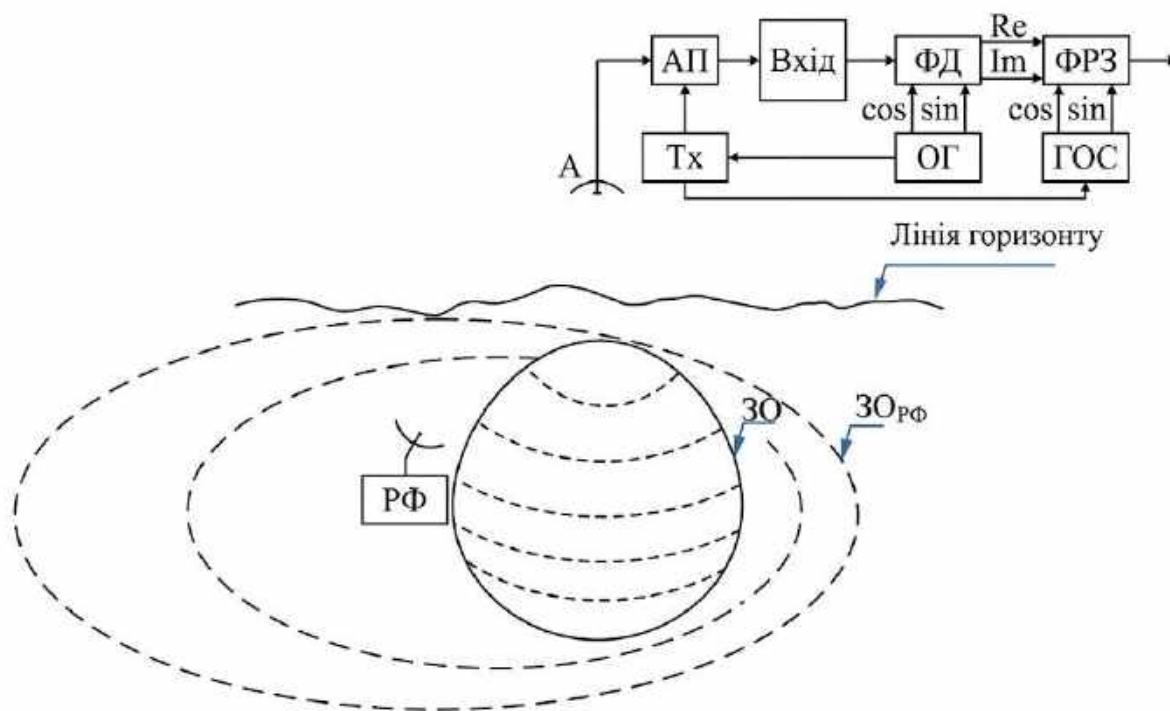


Рисунок 2.10 – Узагальнена блок-схема РСА у моделі застосування радару фантомізації

На рисунку 2.10 також відображено область $3O$ – зону опромінення підстильної поверхні (показано еквівалентні смуги дальності) та область $3O_{\text{рф}}$ – територію, в межах якої радар фантомізації здатний здійснювати ін'єкцію імітаційних об'єктів. При моделюванні системи критично важливо забезпечити виконання умови $3O_{\text{рф}} \geq 3O$, що досягається шляхом відповідної генерації сигналів підміни.

2.7 Зв'язок параметрів зондувального сигналу космічної РСА та просторових характеристик синтезованої діаграми спрямованості антени

Зондувальний сигнал (2.18) безпосередньо впливає на конфігурацію сформованої діаграми спрямованості РСА. Для побудови одиничного перерізу радіолокаційного зображення вздовж лінії візування антени доцільно використовувати пакет радіоімпульсів, що дозволяє підвищити просторову роздільну здатність та енергетичний потенціал системи порівняно з поодиноким імпульсом [31].

У випадку формування повнокадрового радіозображення комплексну обвідну (2.18) слід представити як послідовність пакетів ЛЧМ-радіоімпульсів («пакет – пакетів»), що описується виразом:

$$\begin{aligned} \mathcal{A}(t) = A_0 \Pi\left(\frac{t}{T_{\text{bb}}}\right) & \left(\sum_k S_{\delta}(t - kT_b) \otimes \Pi\left(\frac{t}{t_b}\right) \right) \times \\ & \times \left(\sum_n I_n S_{\delta}(t - nT_r) \otimes \left[\Pi\left(\frac{t}{\tau}\right) \exp(j\pi\alpha t^2) \right] \right), \end{aligned} \quad (2.25)$$

де $\Pi\left(\frac{t}{T_{\text{bb}}}\right)$ є огинаючою пакетів ЛЧМ-імпульсів, яка описує діаграму випромінювання реальної антени РСА, але в окремих випадках може бути апроксимована рівномірною функцією тривалості T_{bb} для пакета з пачок

імпульсів. $S_\delta(t)$ — це дельта-функція Дірака. $\Pi\left(\frac{t}{t_b}\right)$ - визначає огинаючу одного радіоімпульсного пакета та може бути представлена у вигляді рівномірної функції з довжиною t_b . $\Pi\left(\frac{t}{\tau}\right)$ - є огинаючою окремого радіоімпульсу. I_n - знакова функція, яка при використанні ЛЧМ-імпульсів із фазовою маніпуляцією дозволяє задавати зміну фази всередині імпульсу на протилежну, використовуючи значення « 1 » або « -1 ». Символ \otimes - позначає оператор згортки, а t – є змінною часу. При цьому загальна тривалість такої послідовності пакетів з пачок ЛЧМ-імпульсів визначається співвідношенням

$$T_{bb} = (m - 1)T_b + t_b, \quad (2.26)$$

де m – кількість імпульсних пакетів у загальному пакеті.

Наступна модель стає фундаментом для аналізу траєкторного сигналу, що приймається антеною РСА і описується виразом:

$$s(t) = A_0 \times \operatorname{Re} \left\{ \Pi\left(\frac{t}{T_{bb}}\right) \left(\sum_k S_\delta(t - kT_b) \otimes \Pi\left(\frac{t}{t_b}\right) \right) \right\} \times \quad (2.27)$$

$$\times \operatorname{Re} \left\{ \sum_n I_n S_\delta(t - nT_r) \otimes \left[\Pi\left(\frac{t}{\tau}\right) \exp(j\pi\alpha t^2) \right] \right\} \times \operatorname{Re} \{ \exp(j2\pi f_0 t) \}$$

Згідно з теоретичними положеннями [32], лінійний розмір синтезованої апертури X уздовж траєкторії польоту корелює з роздільною здатністю системи та розраховується за формулою:

$$X \approx \frac{\lambda}{L \cos(q_{av})} H, \quad (2.28)$$

де L – розмір апертури реальної бортової радіолокаційної антени, λ – довжина хвилі бортового радіолокатора, параметр q_{av} розраховується згідно $q_{av} = \frac{q_{max} + q_{min}}{2}$ і є середнім значенням кута огляду підстиляючої поверхні в кутовій площині.

Величина X безпосередньо пов'язана з тривалістю когерентної пачки імпульсів через швидкість руху V космічного носія радару згідно виразу

$$X = V \cdot T_{bb}. \quad (2.29)$$

Після підстановки в (2.29) виразів (2.28) та (2.26) отримаємо:

$$\frac{\lambda}{L} \frac{H}{\cos(q_{av})} = V \cdot ((m-1)T_b + t_b). \quad (2.30)$$

На основі проведеного аналізу встановлено аналітичну залежність для визначення необхідної кількості імпульсних пакетів m у пачці, що враховує конструктивні особливості антени та просторову схему зондування:

$$m = \frac{\lambda}{L} \frac{H}{VT_b \cos(q_{av})} - \frac{t_b}{T_b} + 1. \quad (2.31)$$

Останній вираз з урахуванням формул (2.7), (2.8) та формули для середнього значення кута огляду підстиляючої поверхні в кутовій площині можна представити у вигляді:

$$m = \frac{1}{2} \frac{\lambda}{L} \frac{c \cdot \cos(q_{max}) \cos(q_{min})}{V(\cos(q_{min}) + \cos(q_{max})) \cos\left(\frac{q_{max} + q_{min}}{2}\right)} - \frac{\cos(q_{max})}{\cos(q_{min}) + \cos(q_{max})} + 1. \quad (2.32)$$

Дана модель дозволяє точно адаптувати параметри імітаційного сигналу в системах фантомізації.

Таким чином, встановлено модель найбільш ймовірного відбитого від підстильної поверхні сигналу космічного РСА, а саме – ЛЧМ-сигналу на вході приймача РСА. До того ж отримано співвідношення, які визначають параметри такого сигналу: період повторення пакету з пакетів ЛЧМ-імпульсів T_{bb} та кількість імпульсних пакетів m у пачці.

2.8 Аналіз моделі РСА з точки зору задачі фантомізації

Принцип роботи РСА побудований на теорії фазованих антенних решіток (ФАР), які являють собою, якщо розглядати за однією координатою, лінійку сенсорів, розташованих на відстані d один від одного (рис. 2.11). Кожний елемент має доволі широкую діаграму спрямованості $a(\theta)$, де θ – кут надходження сигналу.

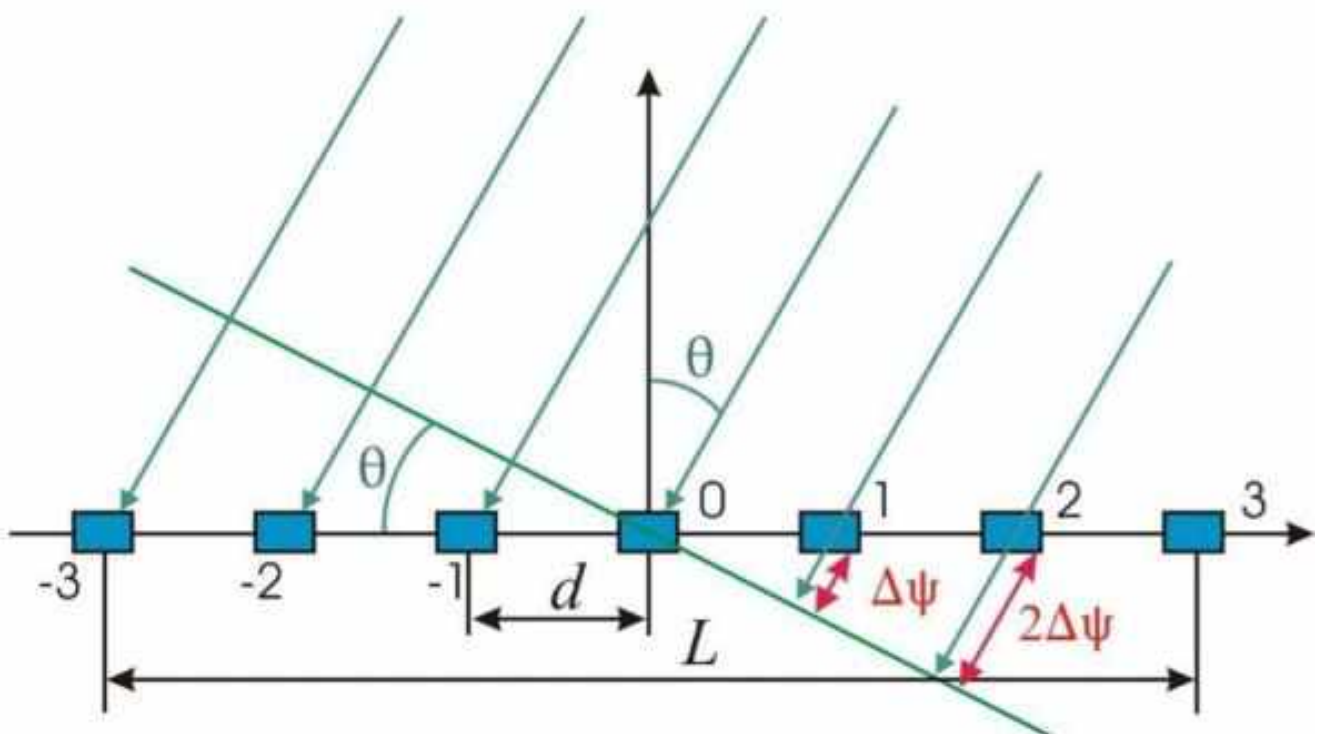


Рисунок 2.11 – Фазована антенна решітка

Вихідний сигнал ФАР $U(\theta, t)$ довжиною L формується як сума сигналів від кожного елемента $u_k(\theta, t)$, $k = -K/2 + K/2$ з урахуванням фази цих сигналів (відбувається складання миттєвих реалізацій) [38]:

$$U(\theta, t) = \sum_{k=-K/2}^{K/2} u_k(\theta, t) \quad (2.33)$$

При надходженні сигналу з напрямку θ від точкового об'єкту (радар фантомізації для супутникової РСА є точковим об'єктом) різниця фаз між сусідніми елементами ФАР дорівнює $\psi(\theta) = 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin(\theta)$ і вираз (2.33) можна представити як

$$U(\theta, t) = \sum_{k=-K/2}^{K/2} u_k(t) \cdot a_k(\theta) \cdot \cos[k \cdot \psi(\theta)]. \quad (2.34)$$

Якщо окремі елементи ФАР мають однакову діаграму спрямованості $a(\theta)$, то загальна діаграма спрямованості матиме вигляд [38]

$$A(\theta) = \frac{1}{K} \sum_{k=-K/2}^{K/2} a(\theta) \cdot \cos[k \cdot \psi(\theta)]. \quad (2.35)$$

Ширина діаграми спрямованості (2.35) визначає роздільну здатність за кутом і залежить від довжини решітки $L = K \cdot d$, тобто від кількості елементів у решітці [38].

Особливістю ФАР є можливість сканування оточуючого простору шляхом керування фазовими зсувами між елементами ФАР [39], як показано на рис. 2.12.

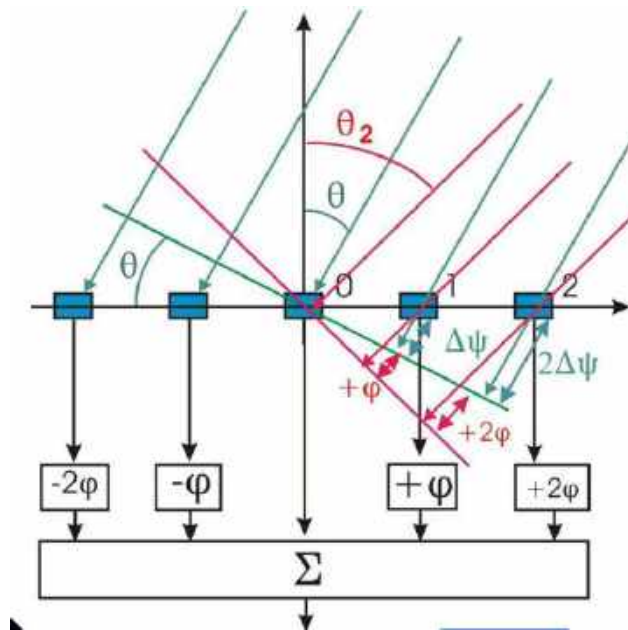


Рисунок 2.12 – Керування положенням діаграми спрямованості у ФАР

Якщо у (2.35) додати додатковий фазовий зсув φ між елементами ФАР, то діаграма спрямованості обернеться на кут $\Delta\theta$ [39]

$$\Delta\theta = \arcsin\left(\varphi \frac{\lambda}{2\pi d}\right). \quad (2.36)$$

З (2.36) слідує, що кут повороту діаграми спрямованості нелінійно залежить від фазового зсуву φ між елементами ФАР (рис. 2.13). Крім того, при

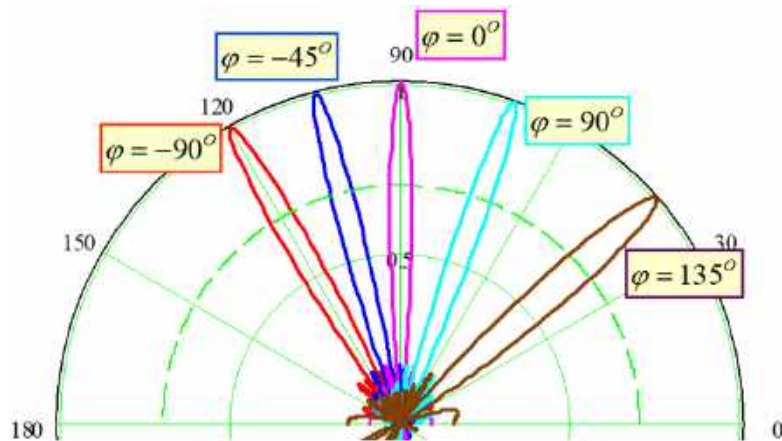


Рисунок 2.13 – Залежність діаграми спрямованості ФАР від фазового зсуву φ

великих кутах повороту діаграма спрямованості розширюється, зростає рівень бокових пелюсток, тому на практиці сектор сканування не перевищує $\pm 45^\circ$ [39].

Принцип роботи сучасного РСА відрізняється від звичайної ФАР тільки тим, що випромінювання та прийом сигналів відбувається з використанням одного сенсора, прийняті сигнали з котрого перетворюються у цифровий формат і накопичуються у буферній пам'яті бортового цифрового обробника сигналів [40] (рис. 2.14). Після накопичення відбитих сигналів у K точках польоту носія

$$s_k(t) = u_k(t) \cdot a_k(\theta), \quad k = -K/2K + K/2 \quad (2.37)$$

масив даних $s_k(t)$, який отримав назву «радіоголограма» [40], обробляється згідно алгоритму (2.34) у режимі огляду поверхні. У «прожекторному» режимі роботи РСА додатково застосовується фазовий зсув (2.36) для супроводження обраної ділянки поверхні головною пелюсткою діаграми спрямованості РСА.

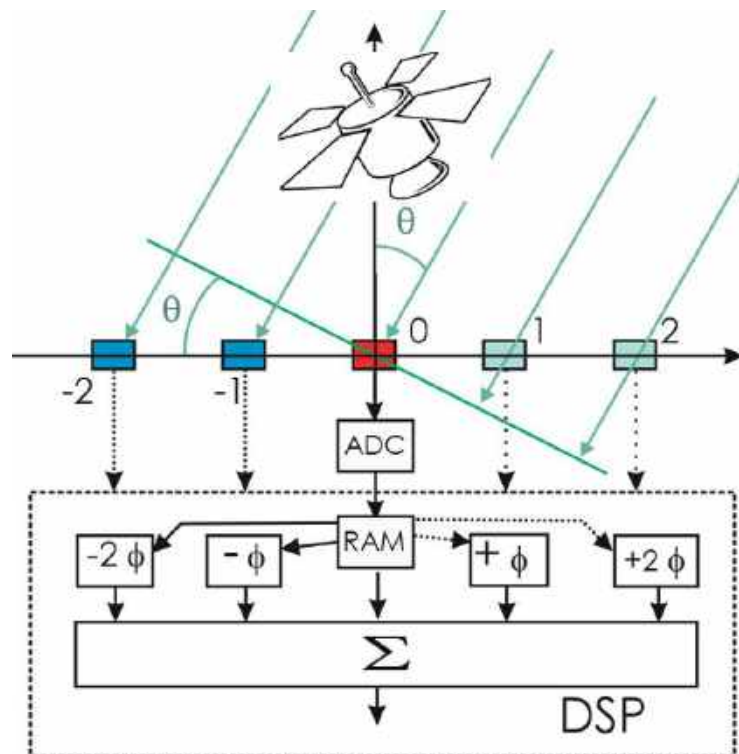


Рисунок 2.14 – Принцип побудови РСА

Послідовний характер накопичення «радіоголограм» створює можливість фантомізації зображень. Якщо у послідовність сигналів (2.37) додати сигнал

$$\zeta_k(t) = s_k(t, \tau_k, \varphi \cdot k) \cdot a(\theta_k), \quad k = -K/2K + K/2, \quad (2.38)$$

який є подібним за структурою «оригінальному» сигналу $s_k(t)$, але зсунутий у часі на τ_k відповідно до відстані r_k до точки спостереження k

$$\tau_k = r_k / c,$$

де c – швидкість розповсюдження електромагнітної хвилі, та зсунутий по фазі на кут $\Delta\varphi = \varphi \cdot k$, то згідно (2.36) на виході алгоритму оброблення (2.34) має з'явитися сигнал, зсунутий за кутом θ на величину $\Delta\theta(\varphi)$.

Для створення сигналу (2.38) необхідно оцінити кількість імпульсних пакетів у пачці сигналів зондування (2.31), параметри сигналу зондування $s(t)$ виду (2.27), міжперіодну часову затримку τ_k , необхідну для «розміщення» фантомного об'єкта на відповідній відстані до точки фантомізації та обчислити фазовий зсув φ , необхідний для розміщення фантомного об'єкта за кутом θ у системі координат РСА.

2.9 Радіоканал радару фантомізації з функцією оцінки параметрів радіоімпульсів космічного РСА

На основі вищевикладених результатів досліджень, що базувалися на аналізі просторової схеми взаємодії в системі «радар фантомізації — космічний РСА» та огляді фахової літератури, було обґрунтовано найбільш імовірну модель сигналу бортової РСА. Встановлено, що такий сигнал доцільно представляти у вигляді послідовності (пакету або серії пакетів) радіоімпульсів

із лінійною частотною модуляцією (ЛЧМ) та фазовою маніпуляцією. З огляду на це, важливим є завдання розробки приймального тракту радару фантомізації, призначеного для оцінювання ключових характеристик ЛЧМ-сигналу: швидкості зміни частоти, значення несучої частоти, тривалості імпульсу, а також форми його обвідної [41]. Реалізація цієї мети потребує розв'язання задачі синтезу алгоритмів оцінювання параметрів ЛЧМ-сигналу, на базі яких буде спроектовано структурну схему відповідного каналу радару фантомізації.

Для забезпечення оптимального оцінювання параметрів застосуємо апарат статистичної теорії радіотехнічних систем та метод максимальної правдоподібності. На початковому етапі необхідно провести математичну формалізацію сигналу та визначити його статистичні характеристики. Математична модель сигналу з лінійною частотною модуляцією записується у такому вигляді:

$$s(t) = E(t, \tau_p) \cos\left(2\pi t \left(f_0 + \frac{\Delta F}{2\tau} t\right)\right), \quad (2.39)$$

де $E(t, \tau_p)$ – обвідна сигналу, ΔF – зміна частоти, f_0 – несуча частота, t – час, τ – період модуляції. Відоме рівняння спостереження має вигляд:

$$u(t) = s(t) + n(t), \quad (2.40)$$

де $n(t)$ - це білий гаусівський шум. Запишемо функціонал правдоподібності

$$p(u(t) | \lambda^{\mathbf{r}}) = k \exp\left\{-2N_0^{-1} \int (u(t) - s(t, \lambda^{\mathbf{r}}))^2 dt\right\}, \quad (2.41)$$

де $\lambda^{\mathbf{r}} = \left[\frac{\Delta F}{\tau}, f_0, \tau_p, A(t, \tau_p)\right]$ – вектор оцінених параметрів, k – коефіцієнт, який не залежить від бажаних параметрів $\lambda^{\mathbf{r}}$. Зазначимо, що обвідна сигналу (2.39) в загальному випадку відповідає виразу (2.25) і визначається просторово-

часовими параметрами взаємодії системи «космічний РСА – радар фантомізації». Те саме можна сказати і щодо вектору параметрів сигналу, що оцінюються. Отже, функціонал правдоподібності визначений з урахуванням особливості взаємодії системи «космічний РСА – радар фантомізації».

Оптимальні оцінки параметрів отримуємо з розв'язку наступної системи рівнянь:

$$\begin{cases} \left. \frac{\partial}{\partial \frac{\Delta F}{\tau}} \ln p(u(t) | \hat{\lambda}^r) \right|_{\frac{\Delta \hat{F}}{\tau} = \left(\frac{\Delta F}{\tau} \right)_{true}} = 0; \\ \left. \frac{\partial}{\partial f_0} \ln p(u(t) | \hat{\lambda}^r) \right|_{\hat{f}_0 = f_{0,true}} = 0; \\ \left. \frac{\partial}{\partial \tau_p} \ln p(u(t) | \hat{\lambda}^r) \right|_{\hat{\tau}_p = \tau_{p,true}} = 0; \\ \left. \frac{\delta}{\delta A(t, \tau_p)} \ln p(u(t) | \hat{\lambda}^r) \right|_{\hat{A}(\cdot) = A_{true}(\cdot)} = 0, \end{cases} \quad (2.42)$$

де $\frac{\partial}{\partial \lambda}$ і $\frac{\delta}{\delta \Pi(\cdot)}$ – оператори частинних похідних та варіаційних похідних, які застосовуються відповідно до параметрів (точки) та функції (характеристик).

Розв'язуючи рівняння правдоподібності (2.42), отримуємо такі алгоритми обробки сигналів

$$\left| \int u(t) t^2 A(t, \tau_p) \exp \left(j 2 \pi t \left(f_0 + \frac{\Delta F}{2 \tau} t \right) \right) dt \right| = \max, \quad (2.43)$$

$$\left| \int u(t) t A(t, \tau_p) \exp \left(j 2 \pi t \left(f_0 + \frac{\Delta F}{2 \tau} t \right) \right) dt \right| = \max, \quad (2.44)$$

$$\begin{aligned} \left| \int u(t) (t - \tau)^2 A(t, \tau_p) \exp \left(j 2 \pi t \left(f_0 + \frac{\Delta F}{2 \tau} t \right) \right) dt \right| = \\ = 0,5 \int (t - \tau)^2 A(t, \tau_p) dt, \end{aligned} \quad (2.45)$$

$$\hat{A}(t, \tau_p) = 2 \left| \int u(t') \exp \left(-j2\pi t' \left(f_0 + \frac{\Delta F}{2\tau} t' \right) \right) q(t-t') dt' \right|, \quad (2.46)$$

де τ – положення центру обвідної, $A(t, \tau_p)$, $q(t-t')$ – функція згладжування, яка забезпечує операцію ковзного середнього вихідного ефекту.

Під час синтезу алгоритмів (2.43) – (2.46) враховувалося, що початкова фаза прийнятого сигналу невідома.

Сформовану структурну схему приймача радара згідно з розробленими алгоритмами (2.43) – (2.46) наведено на рис. 2.15. Схема включає такі позначення: A – приймальна антена; In – вхідний тракт приймача; $\boxed{\times}$ – блок множення; $\boxed{\otimes}$ – блок згортки; $\boxed{|\cdot|}$ – блок модуля; $\boxed{\int dt}$ – інтегратор; $\boxed{\max}$ – блок пошуку максимального вихідного ефекту; \boxed{Calc} – блок розв'язання трансцендентного рівняння; $\boxed{\tau}$ – блок затримки; $\boxed{>}$ – блок підсилення; $\boxed{0,5}$ – атенюатор; $\boxed{=}$ – блок порівняння; \boxed{G} – генератор; \boxed{A} – формувач обвідної (опорної); \boxed{T} – генератор часу t ; $q(t)$ – обвідна згладжуючого фільтра.

Схема, представлена на рисунку 2.15, містить чотири підканали для оцінки чотирьох параметрів. Кожен підканал взаємозалежний від точності оцінок параметрів інших ЛЧМ-сигналів. При ввімкненні приймача замість оцінок параметрів використовуються векторні величини значень у межах очікуваних (апріорно відомих з низькою точністю) значень. Тільки після отримання перших оцінок вони вводяться через петлі зворотного зв'язку на входи відповідних підканалів.

Таким чином, із застосуванням функціоналу правдоподібності визначеного з урахуванням особливостей взаємодії системи «космічний РСА – радар фантомізації», апарату статистичної теорії радіотехнічних систем та методу максимальної правдоподібності було синтезовано радіоканал приймача радара фантомізації з оцінкою параметрів зондуючого сигналу космічного РСА.

$$\begin{aligned}
Y_{out}(\xi) &= \\
&= \left| \int (t-\tau)^2 \exp\left(-\frac{2(t-\tau)^2}{(\tau_p-\xi)^2}\right) u(t) \exp\left(j2\pi t\left(f_0 + \frac{1}{2} \frac{\Delta F}{\tau} t\right)\right) dt \right|; \\
Y_{out,ref}(\xi) &= \frac{1}{2} \int (t-\tau)^2 \exp\left(-\frac{4(t-\tau)^2}{(\tau_p-\xi)^2}\right) dt; \\
Y_{out}(\xi) &= Y_{out,ref}(\xi).
\end{aligned} \tag{2.49}$$

На відміну від виразів (2.47) та (2.48), рівняння (2.49) потребує окремого розв'язання лівої та правої частин для визначення точки їх перетину, що відповідає графічному методу розв'язання трансцендентних рівнянь.

На рисунках 2.16 – 2.18 наведено графіки ефектів вихідного сигналу $Y_{out}(\gamma)$, $Y_{out}(\phi)$, $Y_{out}(\xi)$ та $Y_{out,ref}(\xi)$ отриманого при $\Delta F\tau^{-1} = 10 \cdot 10^{12} \text{ с}^{-2}$, $f_0 = 100 \text{ МГц}$, $t = 0.. \tau$ та відношенні сигнал/шум -16 дБ.

Аналіз рисунку 2.16 свідчить, що в області високої кореляції похибка оцінювання параметра $\Delta F\tau^{-1}$ не перевищує $1 \cdot 10^{10} \text{ с}^{-2}$, що на три порядки менше за саме оцінене значення $\Delta F\tau^{-1} = 10 \cdot 10^{12} \text{ с}^{-2}$.

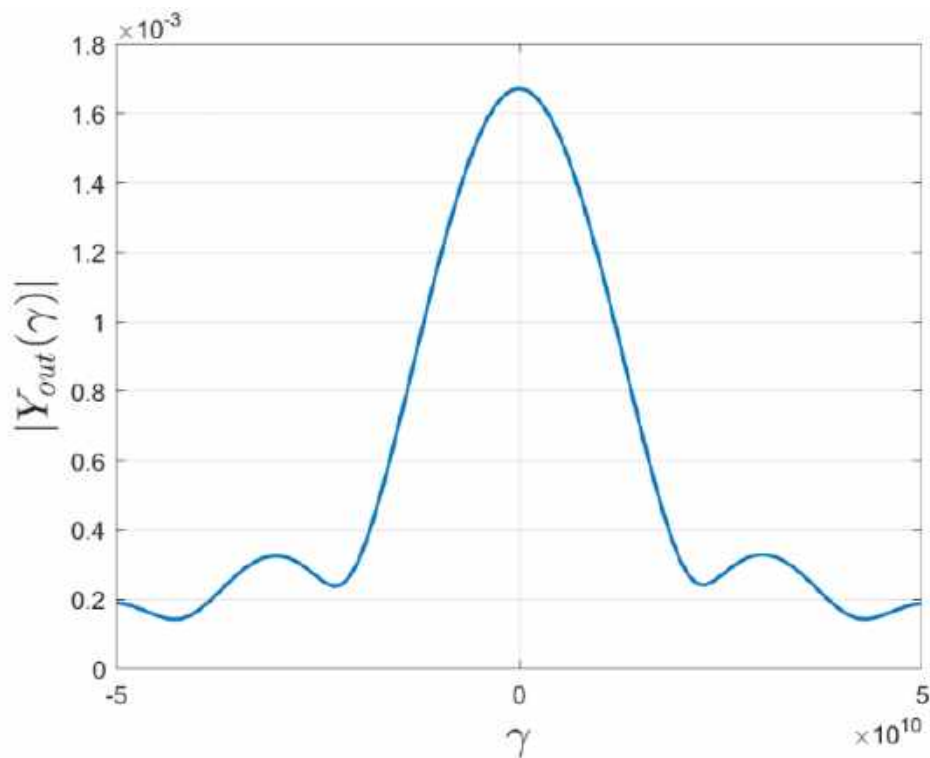


Рисунок 2.16 – Вихідний ефект $Y_{out}(\gamma)$

Аналіз рисунку 2.17 дозволяє зробити аналогічний висновок: в області високої кореляції похибка визначення параметра f_0 на три порядки менша за його оціночне значення.

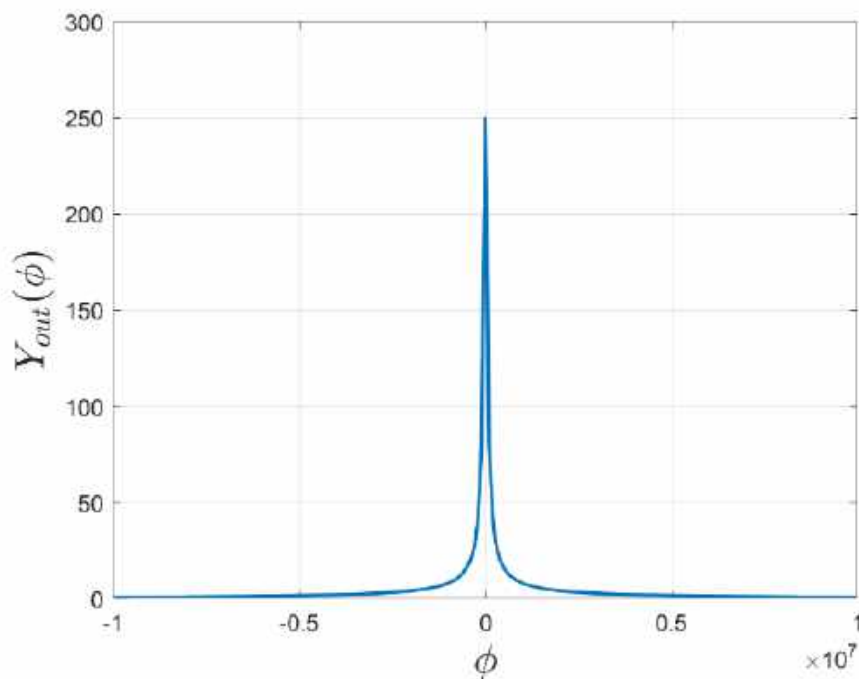


Рисунок 2.17 – Вихідний ефект $Y_{out}(\phi)$

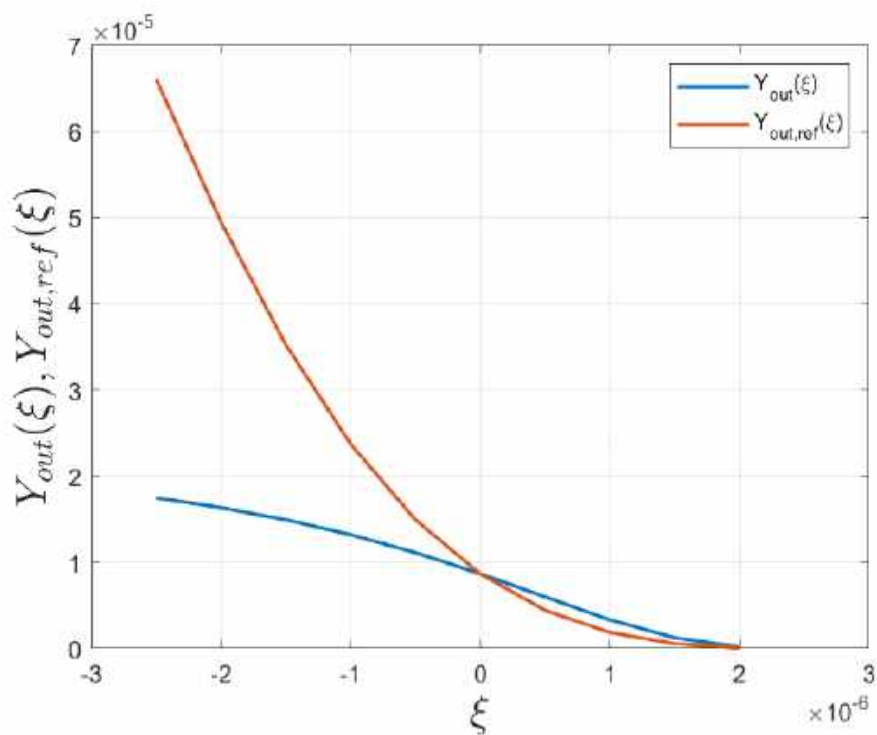


Рисунок 2.18 – Вихідні ефекти $Y_{out}(\phi)$ та $Y_{out,ref}(\xi)$

Графічне розв'язання трансцендентного рівняння підтверджує високу точність оцінювання тривалості імпульсу, демонструючи майже нульову невідповідність відповідного вихідного ефекту. Загалом, результати на рисунках 2.16 – 2.18 свідчать, що отримані похибки є суттєво меншими за очікувані величини, що цілком задовольняє вимозі високоточних вимірювань.

2.11 Граничні похибки оцінок параметрів ЛЧМ-сигналу у приймальному каналі радіолокатора фантомізації

Раніше для ЛЧМ-сигналу (2.39) та рівняння спостереження на вході приймача (2.40) було обґрунтовано функціонал правдоподібності у вигляді (2.41), який враховує особливості взаємодії системи «космічний РСА – радар фантомізації».

Визначимо граничні середньоквадратичні помилки з розв'язку рівняння із застосуванням функціонала правдоподібності у зазначеному вигляді [42]:

$$\sigma_i \geq - \left(\left\langle \frac{\partial^2}{\partial \lambda_i^2} \ln p(u(t) | \lambda) \right\rangle \bigg|_{\hat{\lambda}_i = \lambda_{true}} \right)^{-\frac{1}{2}}, \quad (2.50)$$

де $\lambda^{\mathbf{r}} = \{\lambda_i\}_{i=1}^3 = \left[f_0, \frac{\Delta F}{\tau}, \tau_p \right]$ – вектор параметрів сигналу, $\frac{\partial}{\partial \lambda}$ – оператор частинної похідної, $\langle \cdot \rangle$ – оператор статистичного усереднення.

Друга похідна логарифма функціоналу правдоподібності (2.41) має такий вигляд

$$\begin{aligned}
& \frac{\partial^2}{\partial \lambda_i^2} \ln p(u(t) | \lambda^{\mathbf{r}}) = \\
& = -\frac{4}{N_0} \int \frac{\partial}{\partial \lambda_i} s(t, \lambda^{\mathbf{r}}) \frac{\partial}{\partial \lambda_i} s(t, \lambda^{\mathbf{r}}) dt + \\
& + \frac{4}{N_0} \int (u(t) - s(t, \lambda^{\mathbf{r}})) \frac{\partial^2}{\partial \lambda_i^2} s(t, \lambda^{\mathbf{r}}) dt,
\end{aligned} \tag{2.51}$$

де частинні похідні сигналу (2.39) мають вигляд

$$\frac{\partial}{\partial \frac{\Delta F}{\tau}} s\left(t, \frac{\Delta F}{\tau}\right) = -\pi t^2 E(t, \tau_p) \sin\left(2\pi t \left(f_0 + \frac{1}{2} \frac{\Delta F}{\tau} t\right)\right), \tag{2.52}$$

$$\frac{\partial}{\partial f_0} s(t, f_0) = -2\pi t E(t, \tau_p) \sin\left(2\pi t \left(f_0 + \frac{1}{2} \frac{\Delta F}{\tau} t\right)\right), \tag{2.53}$$

$$\begin{aligned}
& \frac{\partial}{\partial \tau_p} s(t, \tau_p) = \\
& = \frac{4(t - \tau)^2}{\tau_p^3} \exp\left(-\frac{2(t - \tau)^2}{\tau_p^2}\right) \cos\left(2\pi t \left(f_0 + \frac{1}{2} \frac{\Delta F}{\tau} t\right)\right).
\end{aligned} \tag{2.54}$$

У (2.54) введено уточнення обвідної у вигляді гаусової кривої [43, 44]

$$E(t, \tau_p) = \exp\left(-\frac{2(t - \tau)^2}{\tau_p^2}\right).$$

Середнє значення з (2.51) має вигляд:

$$\begin{aligned}
& \left\langle \frac{\partial^2}{\partial \lambda_i^2} \ln p(u(t) | \lambda^{\mathbf{r}}) \right\rangle = \\
& = -\frac{4}{N_0} \int \left[\frac{\partial}{\partial \lambda_i} s(t, \lambda^{\mathbf{r}}) \right]^2 dt.
\end{aligned} \tag{2.55}$$

Підставляючи (2.55) у (2.50), отримуємо загальний вираз для нижньої межі середньоквадратичної похибки оцінок параметрів сигналу у вигляді

$$\sigma_i \geq \left(\frac{4}{N_0} \int \left[\frac{\partial}{\partial \lambda_i} s(t, \mathbf{\lambda}) \right]^2 dt \Big|_{\hat{\lambda}_i = \lambda_{true}} \right)^{\frac{1}{2}}. \quad (2.56)$$

Підставляючи (2.52) – (2.54) у (2.56), отримуємо такі часткові розв'язки для граничних середньоквадратичних помилок [45] оцінок параметрів ЛЧМ-сигналу за істинними значеннями:

$$\sigma_{\frac{\Delta F}{\tau}} \geq \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{N_0}{2}} \left[\int t^4 \Pi^2 \left(\frac{t}{\tau_p} \right) dt \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (2.57)$$

$$\sigma_{f_0} \geq \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{N_0}{2}} \left[\int t^2 \Pi^2 \left(\frac{t}{\tau_p} \right) dt \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (2.58)$$

$$\sigma_{\tau_p} \geq \frac{1}{4} \sqrt{\frac{N_0}{2}} \left[\int \frac{(t-\tau)^4}{\tau_p^6} \exp \left(-\frac{4(t-\tau)^2}{\tau_p^2} \right) dt \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (2.59)$$

З аналізу (2.57) – (2.59) випливає, що всі граничні значення середньоквадратичних помилок обернено пропорційні співвідношенню сигнал/шум. Інтеграли в правих частинах (2.57) – (2.59) певним чином пропорційні ширині імпульсу [46, 47] (у розглянутому випадку, обвідна ЛЧМ-сигналу).

Слід зазначити, що саме пряме граничне значення середньоквадратичної похибки може бути недостатньо інформативним. Для цього доцільно додатково розглянути наступне співвідношення

$$\varepsilon_i \geq \frac{1}{\lambda_i \sqrt{\frac{4}{N_0} \int \left[\frac{\partial}{\partial \lambda_i} s(t, \lambda) \right]^2 dt}} \Big|_{\hat{\lambda}_i = \lambda_{true}} 100\%, \quad (2.60)$$

що показує потенційну похибку оцінки параметрів у відсотках.

Виконаємо чисельне моделювання з використанням вихідних даних задачі, сформульованої в підрозділі 2.10 при моделюванні функцій невідповідності вихідних ефектів, тобто: $\Delta F \tau^{-1} = 10 \cdot 10^{12}$, $f_0 = 100 \text{ MHz}$, $t = 0.. \tau$, відношення сигнал/шум дорівнює – 16.8 дБ. Спектральну щільність потужності приймаємо рівною $N_0 = 432 \cdot 10^{-23} [\text{WHz}^{-1}]$.

На рисунках 2.19 – 2.21 представлено залежності максимальних середньоквадратичних похибок від тривалості радіоімпульсу. Якщо на рисунках 2.19 та 2.20 спостерігається тенденція до зниження межі середньоквадратичних похибок із подовженням імпульсу, то на рисунку 2.21 зафіксовано протилежну динаміку. Слід зазначити, що розрізненість значень середньоквадратичних похибок за відсутності взаємозв'язку між ними ускладнює інтерпретацію статистичної значущості цієї величини.

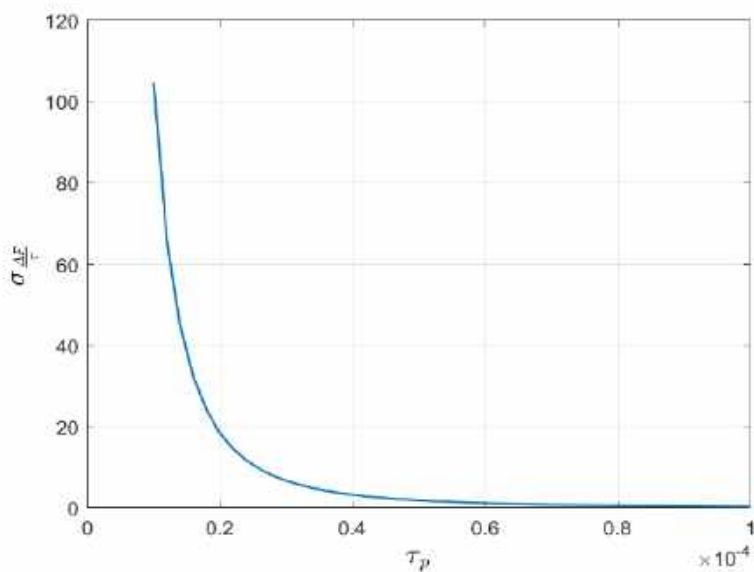


Рис. 2.19 – Залежність $\sigma_{\frac{\Delta F}{\tau}}$ від тривалості імпульсу τ_p при фіксованому значенні $\frac{\Delta F}{\tau} = 10^{12}$.

Наведені на рис. 2.19–2.21 залежності ілюструють вплив тривалості імпульсу на граничні значення середньоквадратичних відхилень. Проте для об'єктивної оцінки достатності досягнутого рівня точності було проведено додаткове моделювання відповідно до виразу (2.60). Отримані результати представлено на рис. 2.22–2.24.

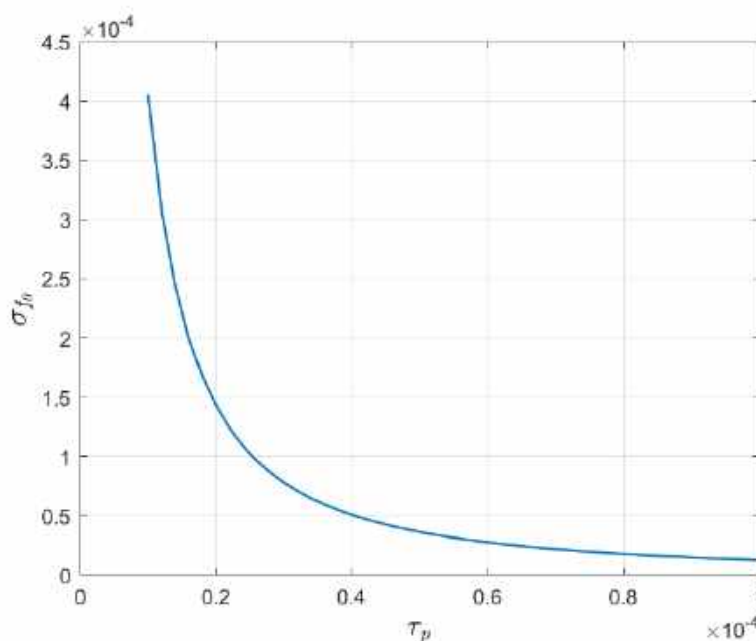


Рисунок 2.20 – Залежність σ_{f_0} від тривалості імпульсу τ_p при $f_0 = 10^7$.

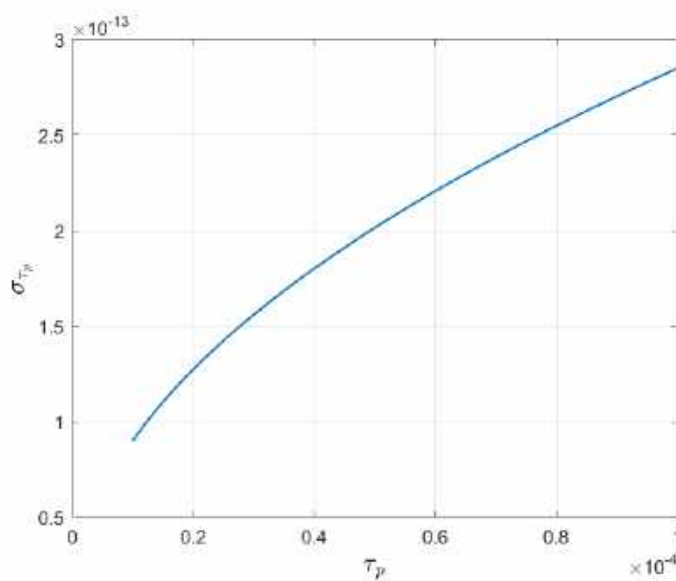


Рисунок 2.21 – Залежність σ_{τ_p} від тривалості імпульсу τ_p .

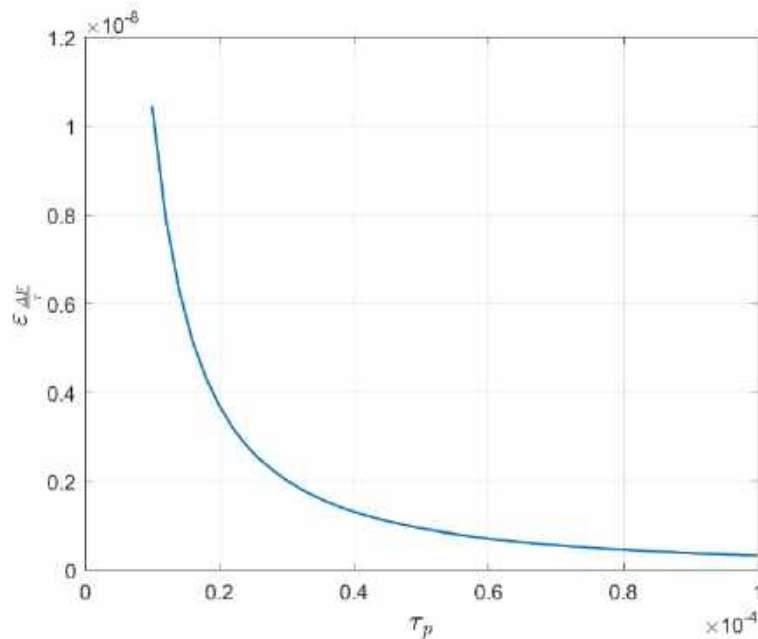


Рисунок. 2.22 – Залежність $\varepsilon_{\frac{\Delta F}{\tau}}$ від тривалості імпульсу τ_p
при фіксованому значенні $\frac{\Delta F}{\tau} = 10^{12}$.

На рисунку 2.24 зафіксовано тенденцію, протилежну представленій на рисунку 2.21. Це зумовлено тим, що зростання тривалості імпульсу чинить вагомійший вплив на збільшення показника у виразі (2.60), ніж на зменшення значення в (2.59). Аналіз рисунків 2.22 – 2.24 підтверджує, що отримані межі похибок є задовільними. Встановлено, що похибки оцінювання параметрів матимуть несуттєвий вплив на роботу РЛС при її технічній реалізації. Натомість основну увагу варто зосередити на мінімізації інструментальних похибок, оскільки їхній рівень може бути сумірним із величинами вимірюваних параметрів.

Таким чином, було вдосконалено метод визначення граничних середньоквадратичних похибок оцінок параметрів ЛЧМ-сигналу у приймальному каналі радіолокатора фантомізації, який відрізняється застосуванням обґрунтованого функціоналу правдоподібності для системи «радар фантомізації – космічний РСА».

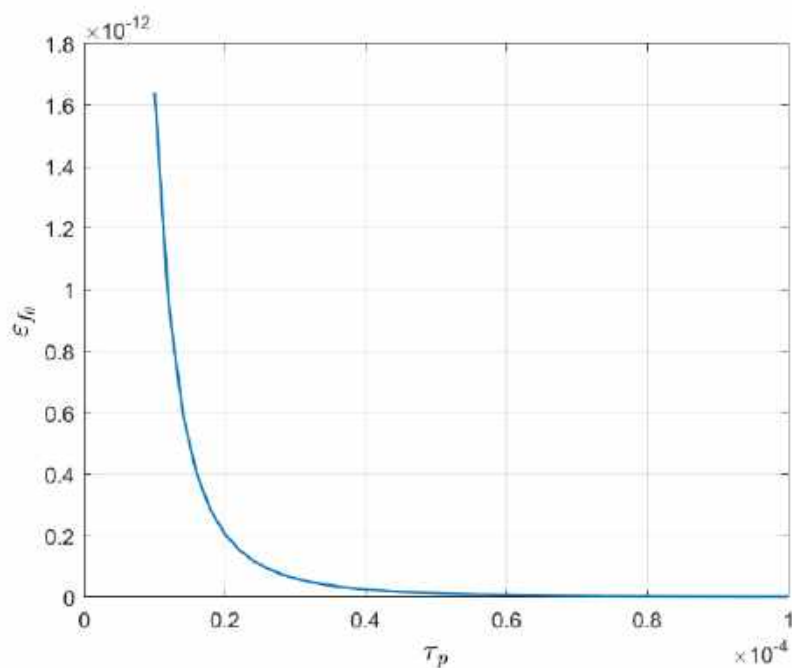


Рисунок 2.23 – Залежність ε_{f_0} від тривалості імпульсу τ_p при $f_0 = 10^7$.

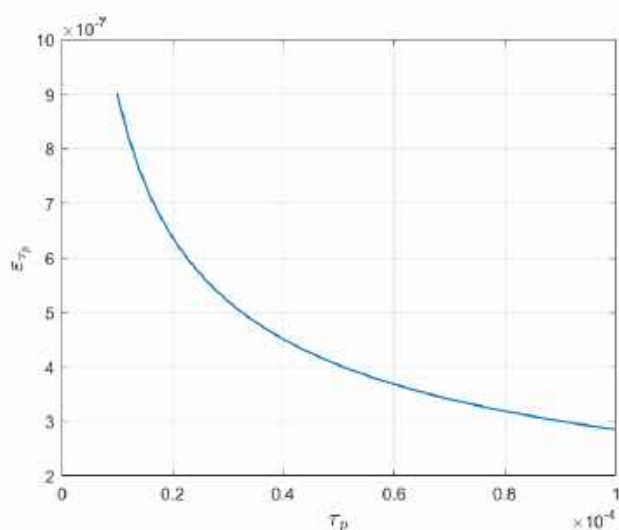


Рисунок 2.24 – Залежність ε_{τ_p} від тривалості імпульсу τ_p .

2.12 Принцип формування сигналу фантомізації

Спрощена геометрія задачі створення сигналу фантомізації наведена на рис. 2.25. РСА, що знаходиться на висоті H та синтезує апертуру розміром L з кроком у просторі d , спостерігає сигнал створений радаром фантомізації з координатою (за віссю руху носія) X_R . Відстань до радара на кожному кроці апертурного синтезу $k = 0K K$ дорівнює $R_{R,k}$, кут спостереження – α_k . Радар

фантомізації має створити такий самий сигнал, який надходив би від об'єкту, розташованого у точці X_P на відстані $R_{P,k}$ з кутом спостереження β_k .

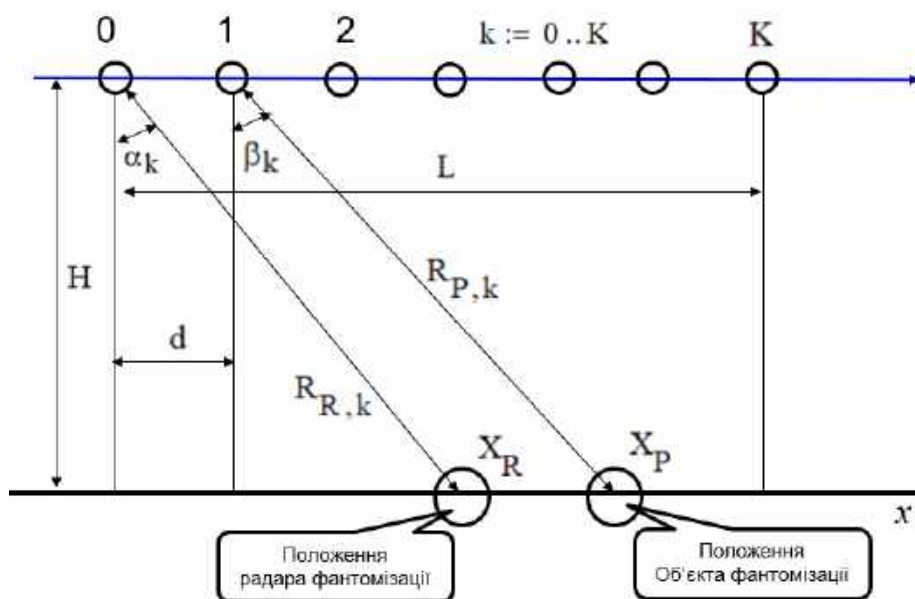


Рисунок 2.25 – Геометрия задачі фантомізації

Принцип формування сигналу фантомізації розглянемо на програмній моделі РСА у відносних одиницях.

Найбільш уживаним сигналом у РСА є ЛЧМ-радіоімпульс (2.25) з огинаючою, графічна візуалізація моделі котрого представлено на рис. 2.26.

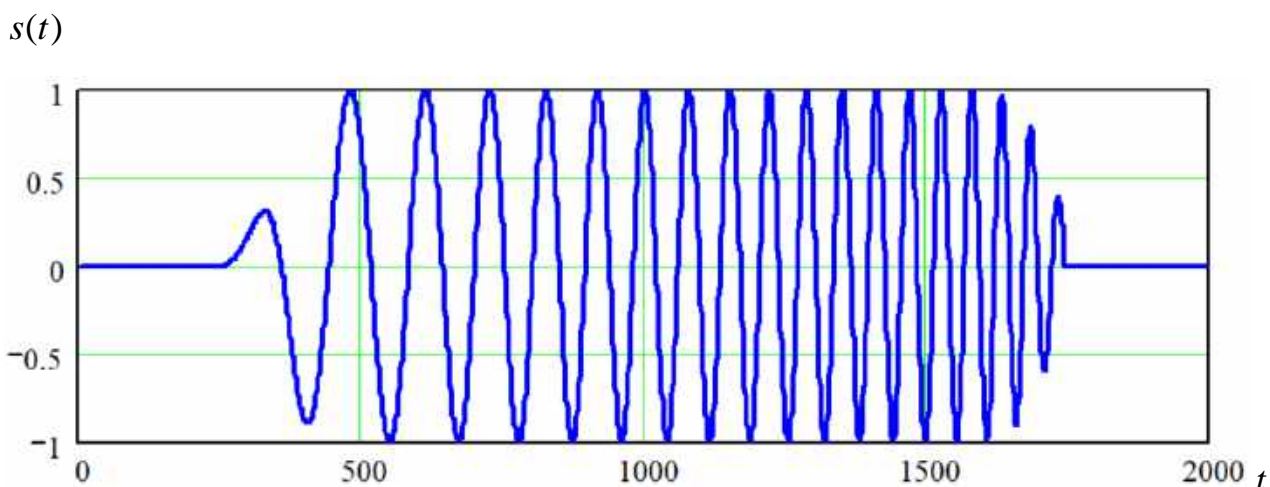


Рисунок 2.26 – Модель ЛЧМ-сигнала РСА

Сигнал такого типу має вузьку автокореляційну функцію $a(\tau)$ (рис. 2.27), що забезпечує стиснення сигналу при його обробці (2.24) та високу роздільну здатність РСА за відстанню.

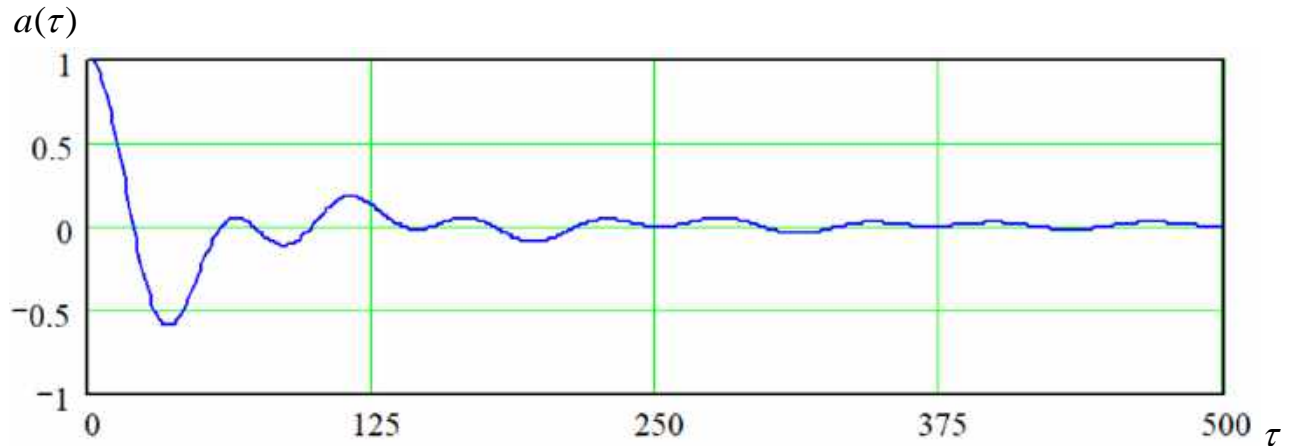


Рисунок 2.27 – Автокореляційна функція ЛЧМ-сигнала РСА

У кожній точці спостереження $x_k = k \cdot d$, $k = 0 \dots K$ об'єкт, що знаходиться за координатою X_R , спостерігається під кутом

$$\alpha_k = \arctan \left[\frac{X_R - x_k}{H} \right],$$

відстань до об'єкта дорівнює

$$R_{R,k} = \sqrt{(X_R - x_k)^2 + H^2},$$

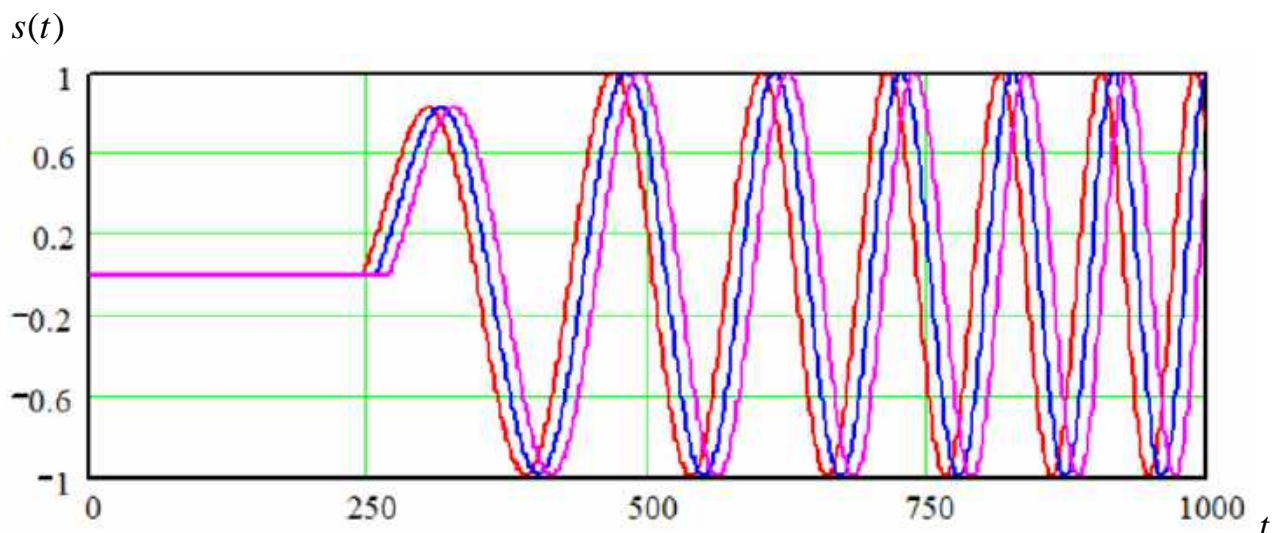
і відповідно часова затримка сигналу дорівнює

$$\tau_{R,k} = \frac{2R_{R,k}}{c}. \quad (2.61)$$

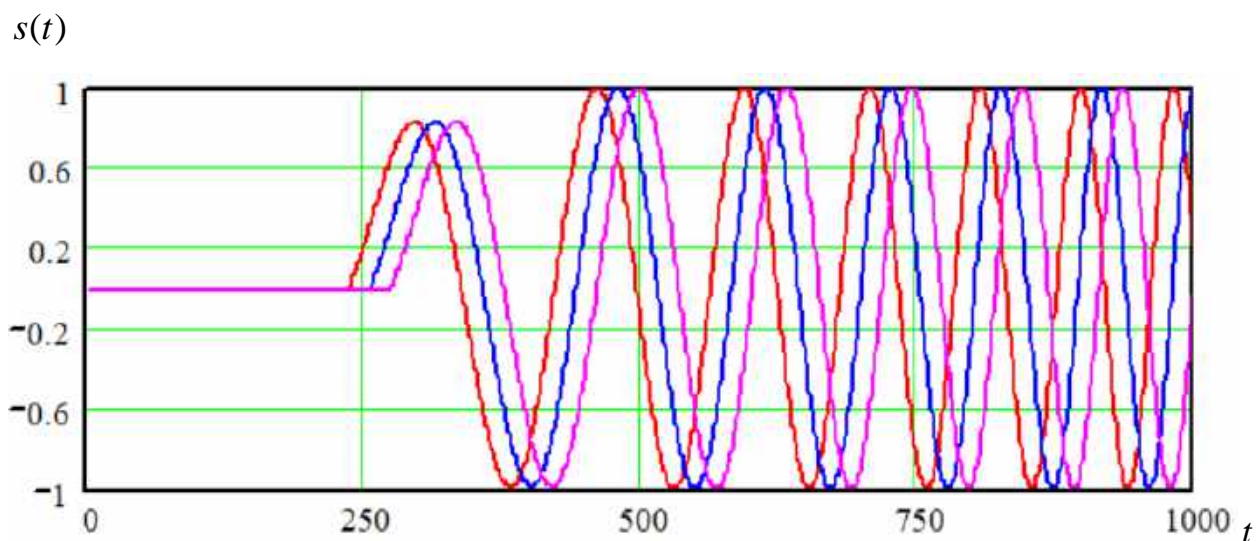
Аналогічні співвідношення мають місце для об'єкта, розташованого у точці X_P :

$$\beta_k = \arctan \left[\frac{X_P - x_k}{H} \right], R_{P,k} = \sqrt{(X_P - x_k)^2 + H^2}, \tau_{P,k} = \frac{2R_{P,k}}{c}. \quad (2.62)$$

Фрагменти отримуваних сигналів від об'єктів з координатою X_R та X_P , $X_R < X_P$, без урахування різниці у відстані та зміни амплітуди представлено на рис. 2.28.



а)



б)

Рисунок 2.28 – Фрагменти 3-х послідовно отриманих сигналів від об'єктів на відстані X_R (а) та X_P (б)

Зміни відстані до об'єктів та кута спостереження при русі носія РСА представлено на рис. 2.29 а та 2.29 б. Амплітудний множник сигналів, що приймаються реальною антеною РСА з урахуванням залежності $1/R^4$ від

відстані, для двох об'єктів, рознесених за кутом має вигляд, наведений на рис. 2.29 в.

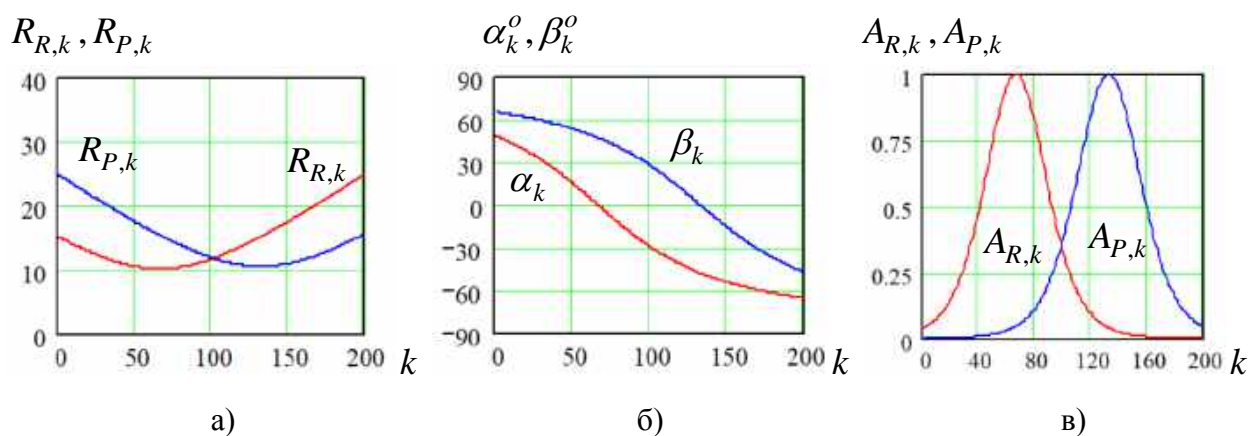


Рисунок 2.29 – Зміна відстані до об'єктів (а), кутів їх спостереження (б) та амплітуди прийнятих сигналів (в) при русі носія РСА

Якби у точці X_p (див. рис. 2.25) знаходився реальній об'єкт, у пам'яті обчислювача РСА була б сформована радіоголограма (2.37), фрагмент котрої наведено на рис. 2.30.

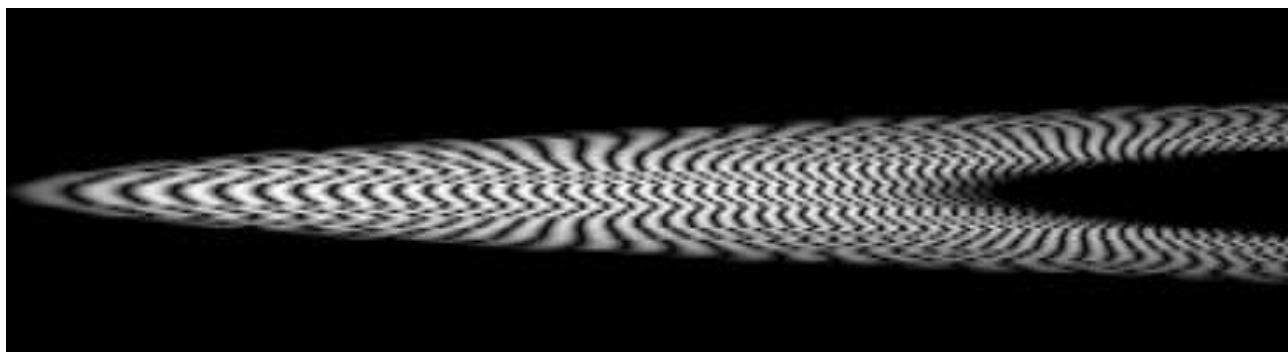


Рисунок 2.30 – Радіоголограма точкового об'єкту

Після проведення операцій апертурного синтезу (2.34) та стиснення ЛЧМ-сигналів (2.24) на виході приймача РСА було б отримано радіолокаційне зображення точкового об'єкта, наведене на рис. 2.31.

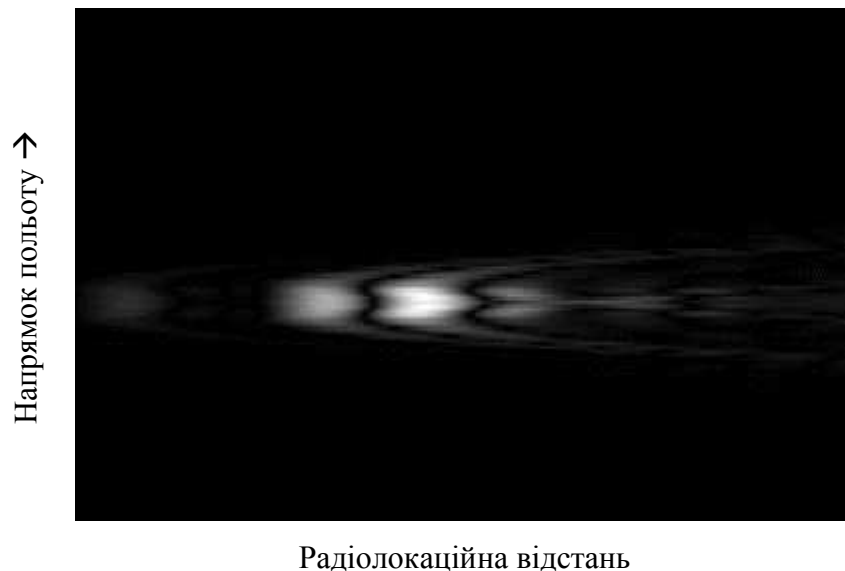


Рисунок 2.31 – Радіолокаційне зображення точкового об'єкта після апертурного синтезу та стиснення ЛЧМ-сигналів

Задачею передавача радара фантомізації є формування сигналів з урахуванням амплітуд і фаз таким чином, щоб у пам'яті обчислювача РСА було сформовано радіоголограму, максимально схожу на радіоголограму реального об'єкта.

Для радарів з реальною апертурою «хибну ціль» створюють шляхом перевипромінювання (ретрансляції) прийнятого сигналу із затримкою у часі, тобто вираз (2.37) має вигляд

$$\zeta_k(t) = s_k(t, \tau_k + \tau_3), \quad k = -K/2K + K/2, \quad (2.63)$$

де τ_3 – затримка у часі, що забезпечує зміщення цілі за відстанню.

Але у випадку РСА такий підхід не працює, тому що РСА є по суті інтерферометричною системою. Просте зміщення «хибної цілі» за відстанню призводить до викривлення фазових зсувів у радіоголограмі і, як наслідок, дефокусування фантомного об'єкта при апертурному синтезі (рис. 2.32 а).

Результат простої ретрансляції прийнятих сигналів із часовою затримкою, що спостерігатиметься РСА наведено на рис. 2.32 б. У порівнянні з рис. 2.31, на котрому наведено зображення реального точкового об'єкта, на зображенні на

рис. 2.32 спостерігається розмиття об'єкту за відстанню та кутовою координатою

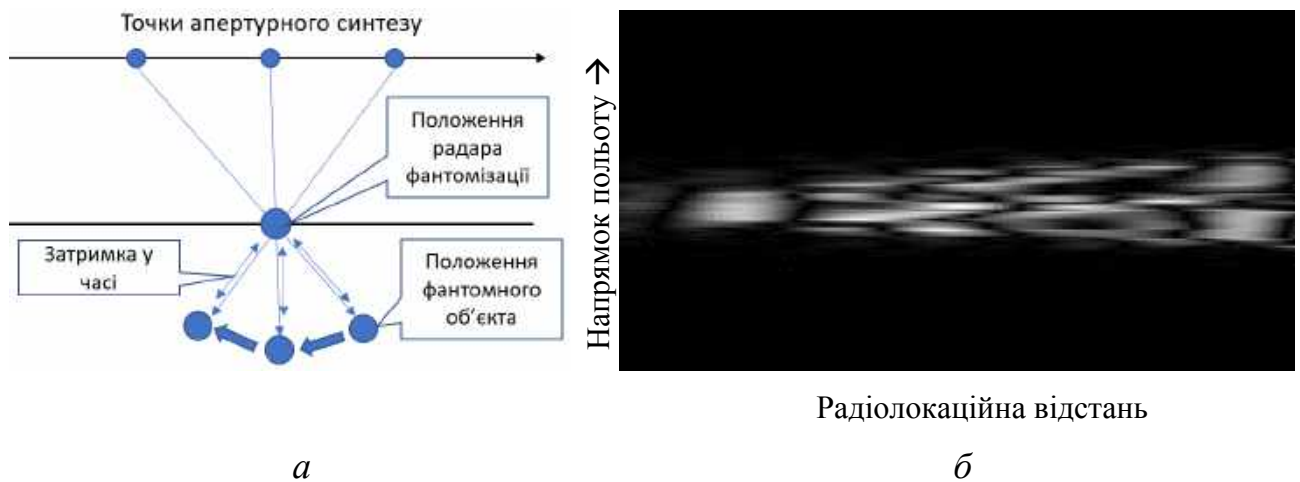


Рисунок 2.32 – Дефокусування фантомного об'єкта (а) та радіолокаційне зображення фантомного точкового об'єкта після апертурного синтезу та стиснення ЛЧМ – сигналів при ретрансляції прийнятого сигналу з часовою затримкою (б)

2.12.1 Амплітудна корекція сигналу фантомізації

В першу чергу радар фантомізації має враховувати амплітудні співвідношення сигналів, що надходять до приймача радара фантомізації та мають надходити до приймача РСА. Ці залежності мають враховувати траєкторію руху носія РСА, висоту його польоту, взаємне розташування радара фантомізації та точки розташування об'єкта фантомізації, ширину реальної діаграми спрямованості РСА. Приклад таких залежностей, отриманих на програмній моделі РСА, наведено на рис. 2.29 в.

Для кожного зонduючого імпульса $k = 0 \dots K$ РСА має обчислюватися амплітудне співвідношення $A_k = A_{P,k} / A_{R,k}$, яке визначає коефіцієнт підсилення або послаблення сигналу фантомізації. Приклад залежності коефіцієнта підсилення передавача радара фантомізації при розташуванні радара фантомізації та фантомного об'єкта згідно рис. 2.25 наведено на рис. 2.33.

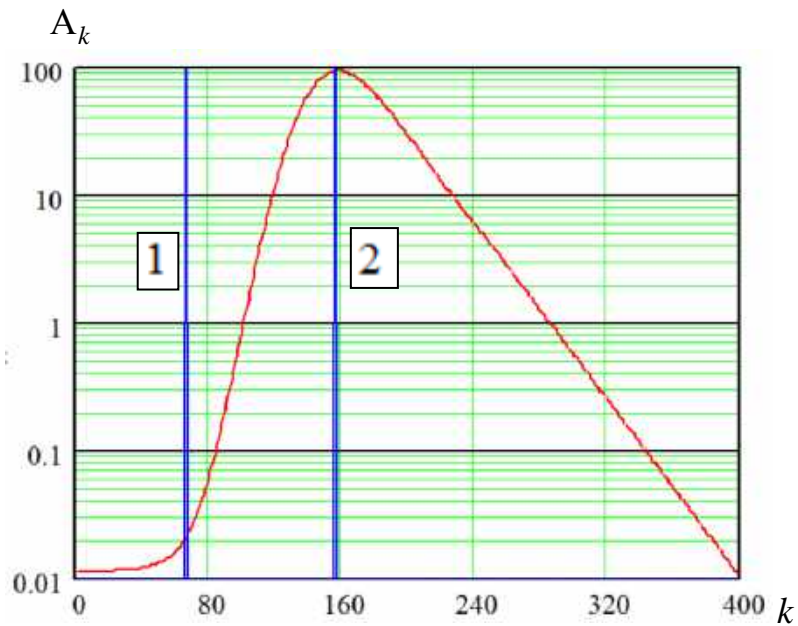


Рисунок 2.33 – Регулювання коефіцієнтом підсилення передавача радара фантомізації. 1 – положення радара фантомізації; 2 – положення фантомного об'єкта

2.12.2 Затримка сигналу фантомізації відносно прийнятого сигналу РСА

Затримка сигналу фантомізації відносно моменту прийняття зондуючого імпульса РСА $\Delta\tau$, як слідує з рис. 2.25 та рис. 2.29 а, теж має залежати від кроку фантомізації і змінюватися у процесі формування фантомної радіоголограми.

Затримка сигналу передавача радара фантомізації відносно прийнятого сигналу зондування визначається як різниця затримок сигналів передавача РСА у точці розміщення радара фантомізації (2.55) та у точці розміщення об'єкта фантомізації з урахуванням «зміщення» об'єкта за відстанню ΔR :

$$\Delta\tau_k = \tau_{P,k} - \tau_{R,k} + \frac{2\Delta R}{c} \quad (2.64).$$

Для прикладу, що розглядається (рис. 2.25), затримка сигналу передавача радара фантомізації відносно прийнятого сигналу зондування для кожного кроку фантомізації k має змінюватися, як показано на рис. 2.34.

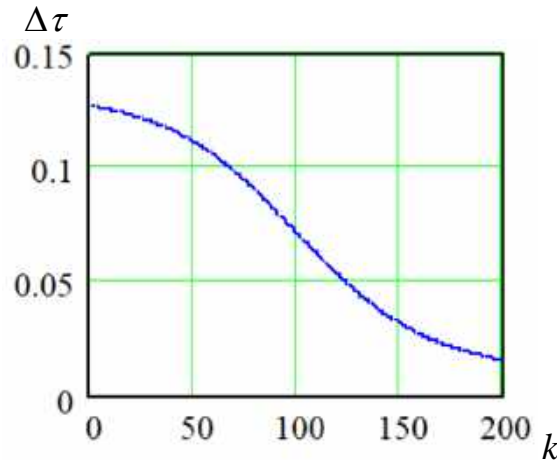


Рисунок 2.34 – Регулювання затримки сигналу фантомізації відносно моменту прийому зондуючого сигналу РСА

Слід зауважити, що «зміщення» об'єкта за відстанню ΔR має обиратися таким чином, щоб при будь яких положеннях носія РСА $\Delta\tau$ завжди було позитивним.

2.12.3 Фазова корекція сигналу фантомізації

Згідно розглянутого у п. 2.8 принципу роботи фазованих антенних решіток, для зміщення об'єкта фантомізації за кутом $\Delta\theta$ кожний ретрансльований сигнал має отримати згідно (2.36) додатковий фазовий зсув $\Delta\phi$:

$$\Delta\phi_k = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin(\Delta\theta) + \phi_k, \quad (2.65)$$

де $\phi_k = 2\pi \frac{\Delta\tau_k \cdot c}{\lambda}$ визначається затримкою сигналу фантомізації (2.64).

Результат розрахунку $\Delta\phi_k$ для прикладу, що розглядається (рис. 2.25), наведено на рис. 2.35.

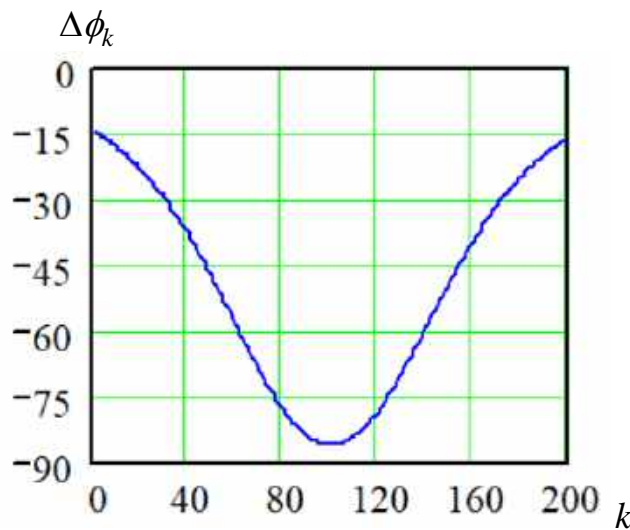


Рисунок 2.35 – Фазова корекція сигналу фантомізації

2.12.4 Перевірка принципу формування сигналу фантомізації

Перевірка розробленого алгоритму функціонування передавача радару фантомізації виконувалася методом комп'ютерного моделювання на програмній моделі РСА, розглянутій у п. 2.8, згідно рис. 2.25.

У якості зондуючого сигналу РСА використовувався ЛЧМ-радіоімпульс (2.25) представлений на рис. 2.26. Моделювалося розповсюдження зондуючого сигналу до точки розміщення радару фантомізації і його відбиття від «реального» об'єкта з коефіцієнтом відбиття, що дорівнює одиниці. Відбитий «реальним» об'єктом сигнал надходив на приймач РСА, де формувалася радіоголограма прийнятих сигналів, апертурний синтез та стиснення сигналів за відстанню.

Одночасно кожний $k = 0 \dots K$ радіоімпульс передавача РСА, перехоплений приймачем радару фантомізації, затримувався у часі на визначене згідно (2.64) значення затримки τ_k (рис. 2.34), подавався на амплітудний модулятор (рис. 2.33) та отримував фазовий сзув згідно (2.65) (рис. 2.35) і додавався до сигналу, відбитого «реальним» об'єктом.

Часова затримка та фазовий зсув моделювалися методом перетворення Фур'є як $\zeta(t, \tau) = F^{-1}[S(j\omega) \cdot \exp(j\omega\tau)]$.

Таким чином імітувалася інжекція сигналу фантомізації $\zeta_k(t) = A_k \cdot s_k(t, \Delta\tau_k, \Delta\phi_k)$, $k = 0 \dots K$ у точці розміщення радара фантомізації.

Приклад прийнятого та випроміненого радаром фантомізації сигналу представлено на рис. 2.36.

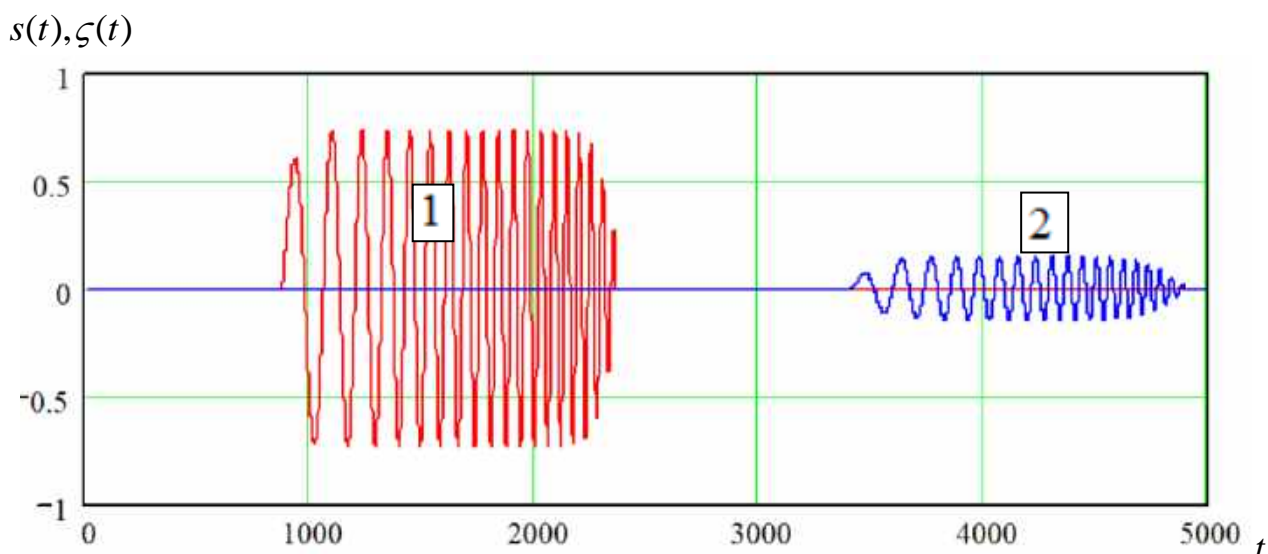


Рисунок 2.36 – Прийнятий (1) та випромінений (2) радаром фантомізації сигнали

В результаті польоту носія РСА над сценою, що моделюється, отримано радіоголограму із зображенням «реального» об'єкта, розташованого у точці розміщення радара фантомізації та об'єкта фантомізації, фрагмент котрої наведено на рис. 2.37.

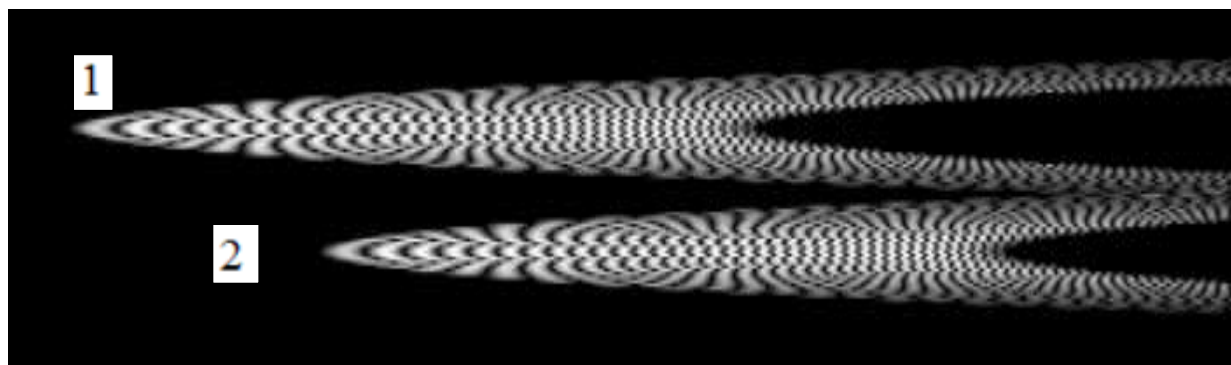


Рисунок 2.37 – Радіоголограма «реального» (1) та фантомного (2) об'єктів

Співвідношення реальної та синтезованої апертур радара РСА показано на рис. 2.38. Після процедури апертурного синтезу у пам'яті обчислювача РСА сформувався розподіл сигналу за кутовою координатою, наведений на рис. 2.39.

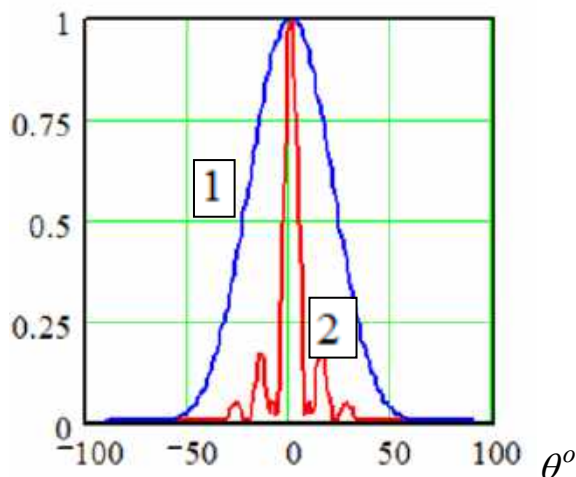


Рисунок 2.38 – Діаграми спрямованості реальної (1) та синтезованої (2) апертур антени РСА

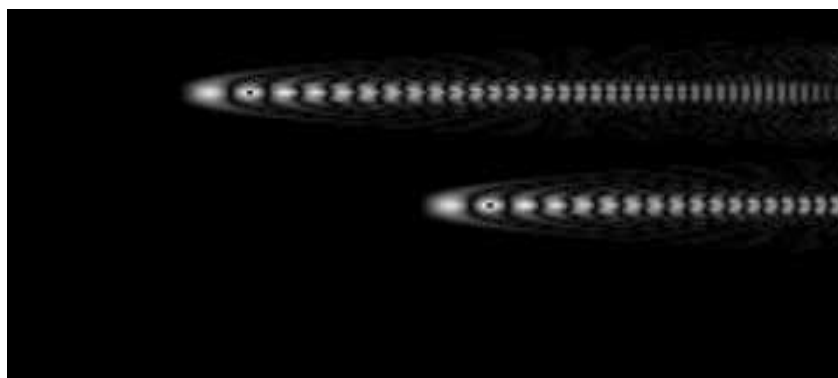


Рисунок 2.39 – Радіоголограма після апертурного синтезу

З рисунку 2.39 слідує, що фазові співвідношення у сигналі фантомізації були сформовані вірно і фантомний об'єкт за кутовим розподілом не відрізняється від «реального».

Після стиснення ЛЧМ-сигналу отримано радіолокаційне зображення двох точкових об'єктів – «реального» та фантомного (рис. 2.40). Деяка різниця у структурі спекл-шумів викликана похибками обчислень при моделюванні.

Таким чином, запропонований принцип створення фантомних зображень можна вважати працездатним.

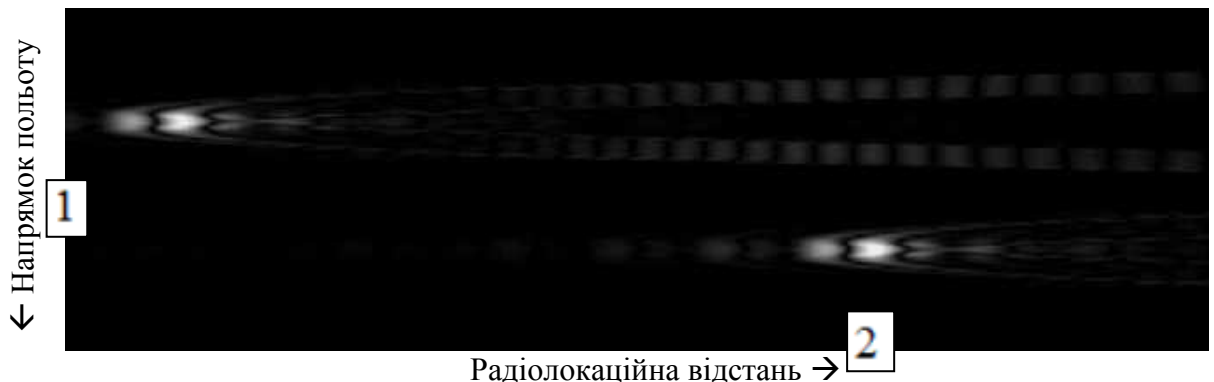


Рисунок 2.40 – Радіолокаційне зображення двох точкових об'єктів – «реального» (1) і фантомного (2)

2.13 Структура та принципи функціонування передавача радара фантомізації

Передавач є одним з основних функціональних вузлів радара фантомізації, у якому здійснюється формування та перетворення радіолокаційного сигналу з заданими параметрами. Аналіз структури передавача дозволяє оцінити принципи побудови передавального тракту, взаємодію його основних блоків та їх вплив на характеристики сигналу. На рисунку 2.41 представлено структурну схему передавача радара фантомізації, яка відображає основні функціональні вузли формування та випромінювання радіолокаційного сигналу з керованими параметрами.

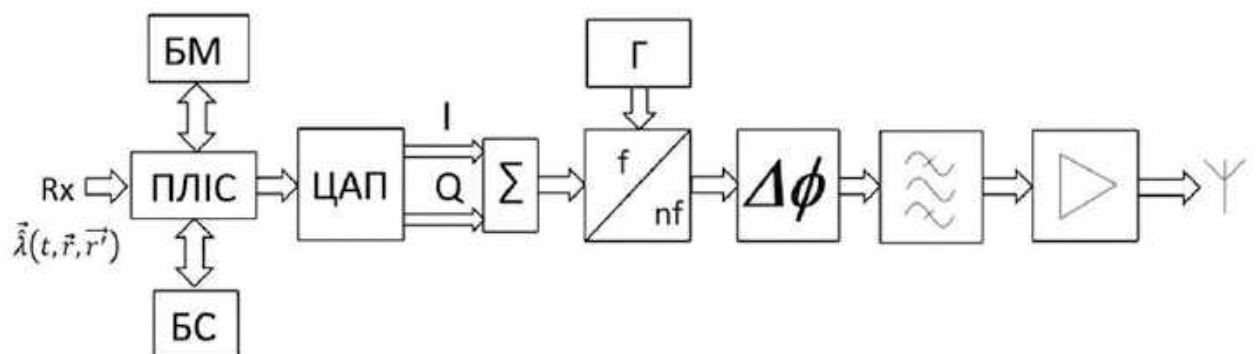




Рисунок 2.41 – Структурна схема передавача радара фантомізації

До складу передавача входять такі основні елементи: ПЛІС – програмована логічна інтегральна схема; ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач; БМ – банк моделей; БС – банк супутників; I – Q – квадратурний суматор; Г – генератор опорної частоти; f/nf – помножувач частоти; $\Delta\phi$ – фазообертач;  – смуговий фільтр;  – підсилювач потужності та антена.

Вхідними даними передавача є вектор оцінок форми та параметрів сигналу, параметрів руху супутника, як функції часу t та просторових координат r та r' у системах координат, пов'язані з фантомізаційним радаром та супутником.

Формування сигналу здійснюється у блоці ПЛІС, який виконує цифрову обробку даних та синтез квадратурних складових сигналу. У цьому блоці реалізуються алгоритми модуляції, керування амплітудою сигналу, що дозволяє формувати сигнали з наперед заданими параметрами, необхідними для реалізації режиму фантомізації.

Сформовані цифрові дані з виходу блока ПЛІС надходять до цифро-аналогового перетворювача ЦАП, де здійснюється перетворення цифрових відліків у два аналогові сигнали — I- та Q-складові, які є зсунутими за фазою на 90° . Подальше сумування цих складових у квадратурному суматорі забезпечує формування одного аналогового синусоїдального сигналу з керованими характеристиками.

Сформований сигнал подається на помножувач частоти, призначений для підвищення частоти сигналу до необхідного діапазону радіолокаційного випромінювання.

Після помноження частоти сигнал надходить до фазообертача, який забезпечує необхідний зсув фази, що важливо для позиціонування фантомного об'єкту на радіолокаційному зображенні. Зазначимо, що застосування саме аналогового фазообертача з плавним керуванням для діапазону 1–10 ГГц (діапазон, в якому працюють більшість космічних РСА дистанційного

зондування) є принципово необхідним, оскільки воно забезпечує строгу когерентність та неперервність фазової функції ЛЧМ-сигналу. Це дозволяє виключити похибки квантування фази, притаманні дискретним цифровим аналогам, мінімізувати рівень паразитних спектральних складових та забезпечити високу точність синтезу радіолокаційного зображення фантомних об'єктів відповідно до роздільної здатності космічних РСА. Також, як було показано в пункті 2.12.3, величина фазової корекції сигналу радару фантомізації для двох послідовних положень космічного РСА складає менш одного градуса. При цифровій корекції фази сигналу необхідна частота дискретизації відповідних елементів має порядок одиниць ТГц, а таких АЦП / ЦАП зараз не існує. Крім того, аналоговий фазообертач повинен задовольняти наступним умовам:

1. швидкодія (порядку наносекунд);
2. плавна, керована зміни фази;
3. низькі НВЧ-втрати при високій електричній міцності;
4. мінімальні масогабаритні показники.

До класичних аналогових фазообертачів відносять фазообертачі на основі варикапів, на основі феритів і на основі сегнетоелектриків. Аналогові фазообертачі на основі варикапів мають низьку електричну міцність, що не задовольняє умовам за потужністю передавального тракту. Крім того, на частотах близьких до 10 ГГц у таких фазообертачів значно знижується добротність, що небажано з точки зору збереження точних параметрів сигналу. Феритові фазообертачі характеризуються занадто малою швидкістю реагування для зазначеного діапазону частот. Сегнетоелектричні фазообертачі мають високі втрати в діапазоні 1 – 10 ГГц, а їх властивості сильно залежать від температури.

Отже, існує потреба у створенні нового аналогового фазообертача, характеристики якого відповідали б висунутим вимогам до побудови передавача радару фантомізації. Це питання буде детально розглянуто у подальших розділах.

Після фазообертача сигнал надходить до смугового фільтра, який забезпечує придушення побічних гармонік і паразитних спектральних складових, що виникають у процесі нелінійного перетворення. У результаті формується сигнал з необхідною спектральною чистотою та заданою смугою пропускання.

Відфільтрований сигнал подається на підсилювач потужності, який забезпечує збільшення рівня сигналу до значень, достатніх для ефективного випромінювання. Характеристики підсилювача безпосередньо впливають на дальність дії радіолокаційної системи та ефективність формування фантомного сигналу.

На завершальному етапі підсилений високочастотний сигнал надходить до антени, яка здійснює перетворення електричних коливань у електромагнітне випромінювання та забезпечує поширення радіохвиль у просторі відповідно до заданих просторових характеристик.

Таким чином, структурна схема передавача радара фантомізації забезпечує формування, частотне перетворення, фільтрацію, підсилення та випромінювання радіолокаційного сигналу з керованими параметрами, що є необхідною умовою для реалізації методів фантомізації в сучасних радіолокаційних системах.

2.14 ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 2

1. Запропоновано єдину концепцію та принцип побудови радіотехнічної системи фантомізації радіолокаційних зображень РСА космічного базування;

2. Визначено просторово-часові параметри та особливості взаємодії системи «РСА – радар фантомізації» та очікувані параметри сигналу космічного РСА з урахуванням просторових параметрів формування радіозображення;

3. Отримано аналітичні вирази для розрахунку розмірів ділянок горизонтальної розрізняювальної здатності космічного РСА, що визначає розмір області потенційного формування фантомних радіозображень;

4. Визначено узагальнену модель зондувального сигналу космічного РСА, яка враховує особливості зв'язку параметрів зондувального сигналу та просторових характеристик синтезованої діаграми спрямованості антени;

5. Сформовано структуру космічного РСА згідно узагальненої моделі її застосування для фантомізації радіозображень та структуру радара фантомізації;

6. Розроблено алгоритми функціонування радіоканалу з оцінюванням ключових характеристик ЛЧМ-сигналу, згідно зазначених алгоритмів синтезовано структурну схему приймального тракту та визначено точність оцінки вектору параметрів ЛЧМ-сигналу радіоканалу радара фантомізації.

7. Проаналізовано модель РСА з огляду на формування сигналу фантомізації, що дозволило визначити принцип формування сигналу фантомізації. Встановлено, що при цьому потребує налаштування коефіцієнт підсилення, затримка сигналу фантомізації відносно моменту прийняття зондуючого імпульса РСА, фазова корекція даного сигналу. Перевірка принципу формування сигналу фантомізації встановила його коректність.

8. Виконано аналіз та синтез передавача радара фантомізації, орієнтованого на апаратну реалізацію. Запропонована структура передавача базується на принципі цифрового формування квадратурних сигналів у блоці ПЛІС з програмно керованими параметрами, що забезпечує гнучкість та відтворюваність характеристик сигналу. Отримані результати створюють передумови для подальшої оптимізації параметрів і експериментальної перевірки запропонованих рішень.

9. Встановлено, що особливістю реалізації передавача радара фантомізації є необхідність застосування аналогового фазообертача, який характеризується швидкодією, плавною керованою зміною фази, низькими

НВЧ-втратами при високій електричній міцності, мінімальними масогабаритними показниками. Відомі аналогові фазообертачі не відповідають таким вимогам, що викликає потребу розробки нового приладу із зазначеними параметрами.

Результати, викладені у розділі 2, опубліковано у роботах автора: [1], [19], [30], [31], [41], [42].

2.15 ЛІТЕРАТУРА ДО РОЗДІЛУ 2

1. Pavlikov, V., Volosiuk, V., Kolesnikov, D., Kosharskyi, V., Cherepnin, H., Malashta, P. (2024, September). Concept of radars synthesis theory for creating phantom objects in SAR images. In 2024 14th International Conference on Advanced Computer Information Technologies (ACIT) (pp. 695-698). IEEE.

2. Pavlikov, V., Volosyuk, V., Zhyla, S., Van, H. N., & Van, K. N. (2017). A new method of multi-frequency active aperture synthesis for imaging of SAR blind zone under aerospace vehicle. 2017 14th International Conference The Experience of Designing and Application of CAD Systems in Microelectronics (CADSM), 118–120. <https://doi.org/10.1109/CADSM.2017.7916099>.

3. De Macedo, K. A. C., Coccia, A., Meta, A., & Placidi, S. (2021). MetaSensing airborne InPCA systems for DEM generation: Results from X, C, P-band campaigns. 2021 7th Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar (APPCA), 1–4. <https://doi.org/10.1109/APPCA52370.2021.9688496>.

4. Liu, C., Tao, R., Li, W., Zhang, M., Sun, W., & Du, Q. (2021). Joint classification of hyperspectral and multispectral images for mapping coastal wetlands. *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, 14, 982–996. <https://doi.org/10.1109/JSTARS.2020.3040305>.

5. Marinelli, D., Coops, N. C., Bolton, D. K., & Bruzzone, L. (2022). Forest change detection in lidar data based on polar change vector analysis. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 19, 1–5. <https://doi.org/10.1109/LGRS.2020.3022282>.

6. Florath, J., Keller, S., Staub, G., & Weinmann, M. (2021). Optical remote sensing for glacier monitoring with respect to different snow and ice types: A case study for the Southern Patagonian Icefield. 2021 11th Workshop on Hyperspectral Imaging and Signal Processing: Evolution in Remote Sensing (WHISPERS), 1–5. <https://doi.org/10.1109/WHISPERS52202.2021.9484055>.
7. Wang, D., Gao, Q., Liu, Z., Ding, Y., Huang, T., & Gao, L. (2022). Evaluation of vehicle camouflage effectiveness under a complex background based on the time-limited search model. *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, 15, 6133–6143. <https://doi.org/10.1109/JSTARS.2022.3192351>.
8. Zhao, J., Zhou, B., Wang, G., Liu, J., & Ying, J. (2022). Camouflage target recognition based on dimension reduction analysis of hyperspectral image regions. *Photonics*, 9(9), 640. <https://doi.org/10.3390/photonics9090640>.
9. Shimoni, M., Haelterman, R., & Perneel, C. (2019). Hyperspectral imaging for military and security applications: Combining myriad processing and sensing techniques. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Magazine*, 7(2), 101–117. <https://doi.org/10.1109/MGRS.2019.2902525>.
10. Sun, Q., Shu, T., Yu, K.-B., & Yu, W. (2019). Fast target deception jamming method against spaceborne synthetic aperture radar based on equivalent bistatic scattered fields. *The Journal of Engineering*, 2019, 7385–7389. <https://doi.org/10.1049/joe.2019.0507>.
11. Sukharevsky, O., Nechitaylo, S., & Vasilets, V. (2020). Using corner reflectors to increase backscattering of radar targets. 2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW), 207–212. <https://doi.org/10.1109/UkrMW49653.2020.9252740>.
12. Luo, Y., L., Guo, L., Zuo, Y., & Liu, W. (2021). Time-domain scattering characteristics and jamming effectiveness in corner reflectors. *IEEE Access*, 9, 15696–15707. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3053116>.

13. Liu, Y.-X., Zhang, Q., Xiong, S.-C., Ni, J.-C., Wang, D., & Wang, H.-B. (2023). An IPCA shape deception jamming method based on template multiplication and time delay. *Remote Sensing*, 15(11), 2762. <https://doi.org/10.3390/rs15112762>.

14. Burlaka, O. (2023, November 27). Strange electromagnetic interference was detected over Crimea. *The Universe. Space. Tech.* <https://universemagazine.com/en/strange-electromagnetic-interference-was-detected-over-crimea/>.

15. Moreira, A., et al. (2023). Spaceborne multi-baseline synthetic aperture radar (SAR) imaging. *IGARSS 2023 - 2023 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, 345–348. <https://doi.org/10.1109/IGARSS52108.2023.10282342>.

16. Zhyla, S., Volosyuk, V., Pavlikov, V., Ruzhentsev, N., Tserne, E., Popov, A., Shmatko, O., Havrylenko, O., Kuzmenko, N., Dergachov, K., Averyanova, Y., Sushchenko, O., Zaliskyi, M., Solomentsev, O., Ostroumov, I., Kuznetsov, B., & Nikitina, T. (2022). Statistical synthesis of aerospace radars structure with optimal spatio-temporal signal processing, extended observation area and high spatial resolution. *Radioelectronic and Computer Systems*, 0(1), 178–194. <https://doi.org/10.32620/reks.2022.1.14>.

17. Pavlikov, V. V., Volosyuk, V. K., Zhyla, S. S., & Van Huu, N. (2018). Active aperture synthesis radar for high spatial resolution imaging. 2018 9th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS), 252–255. <https://doi.org/10.1109/UWBUSIS.2018.8520021>.

18. Valerii, V., Zhyla, S., & Kolesnikov, D. (2019). Phenomenological description of coherent radar images based on the concepts of the measure of set and stochastic integral. *Telecommunications and Radio Engineering*, 78, 19–30. <https://doi.org/10.1615/TelecomRadEng.v78.i1.30>.

19. Pavlikov, V., Zhyla, S., Pozdniakov, P., Kolesnikov, D., Cherepnin, H., & Malashta, P. (2024, October). Basic Geometric Relations, Parameters and Characteristics of Theory for Phantomming of SAR Images. In 2024 IEEE 17th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics,

Telecommunications and Computer Engineering (TCSET) (pp. 312-316). IEEE. <https://doi.org/10.1109/TCSET64720.2024.10755612>

20. Orth, P. H. R. (2018). The geometry of spaceborne synthetic aperture radar. arXiv. <https://doi.org/10.48550/arXiv.1808.06549>

21. Mao, X. (2024). Spherical geometry algorithm for space-borne synthetic aperture radar imaging. arXiv. <https://doi.org/10.48550/arXiv.2402.15982>

22. Long, T., Hu, C., Ding, Z., Dong, X., Tian, W., & Zeng, T. (2018). Geosynchronous SAR: System and signal processing (1st ed.). Springer Nature Singapore Pte Ltd. <https://doi.org/10.1007/978-981-10-7254-3>

23. Chan, Y. K., & Lim, S. Y. (2008). Synthetic aperture radar (SAR) signal generation. *Progress In Electromagnetics Research B*, 1, 269–290. <https://doi.org/10.2528/PIERB07102301>

24. Lazarov, A. (2022). SAR signal formation and image reconstruction of a moving sea target. *Electronics*, 11(13), 1999. <https://doi.org/10.3390/electronics11131999>

25. Baudais, J. Y., Méric, S., Riché, V., et al. (2016). MIMO-OFDM signal optimization for SAR imaging radar. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2016(103). <https://doi.org/10.1186/s13634-016-0402-7>

26. Chen, X. S., Liu, H. Y., & Wang, R. (2018). High-resolution wide-swath synthetic aperture radar imaging. *Sensors*, 18(6), 1–17. <https://doi.org/10.3390/s18061917>

27. Sikaneta, I., & Cerutti-Maori, D. (2017). High-resolution wide-swath SAR. In *Novel Radar Techniques and Applications Volume 1: Real Aperture Array Radar, Imaging Radar, and Passive and Multistatic Radar*. IET. Available: <https://digitallibrary.theiet.org/content/books/10.1049/sbra530e>

28. Ganveer, N., Vishal, G., Rao, R. S., & Biradar, V. (2016). SAR implementation using LFM signal. In *2016 IEEE International Conference on Recent Trends in Electronics, Information & Communication Technology (RTEICT)* (pp. 1094–1097). IEEE. <https://doi.org/10.1109/RTEICT.2016.7808000>

29. Xu, W., Huang, P., Tan, W., Zhang, Z., Dong, Y., & Gao, Z. (2019). Airborne linear frequency modulation range interrupted continuous-wave radar signal processing. *The Journal of Engineering*, 2019(1), 1–10. <https://doi.org/10.1049/joe.2019.0451>

30. Павліков, В.В., Поздняков, П.В., Церне, Е.О., Колесніков, Д.В., Перетятко, М.С., Малашта, П.П. (2024). Теорія фантомізації радіозображень РСА: базові відомості та обґрунтування розмірів ділянки фантомізації. *Авіаційно-космічна техніка і технологія*, (5), 72–84. <https://doi.org/10.32620/aktt.2024.5.08>

31. Foundations of radar synthesis theory of phantom objects formation in SAR images / V. Pavlikov, S. Zhyla, P. Pozdniakov, D. Kolesnikov, H. Cherepnin, O. Shmatko, O. Odokiienko, P. Malashta, E. Tserne // *Radioelectronic and Computer Systems*. – Kharkiv, 2024. – № 4(112). – P. 123–140. <https://10.32620/reks.2024.4.11>

32. Cumming, I. G., Wong, F. H. *Digital processing of synthetic aperture radar data*. Boston/London, Artech house, 2005. 436 p.

33. Kabakchiev, C., Garvanov, I., Behar, V., Kabakchiev, A., & Kabakcueva, D. Forward Scatter Radar Detection and Estimation of Marine Targets. *Proceedings of the 2012 13th International Radar Symposium, Warsaw, Poland, IEEE, 2012*, pp. 533-538. DOI: <https://doi.org/10.1109/IRS.2012.6233380>.

34. Volosyuk, V., Zhyla, S., & Kolesnikov, D. Phenomenological Description of Coherent Radar Images Based on the Concepts of the Measure of Set and Stochastic Integral. *Telecommunications and Radio Engineering*, 2019, vol. 78, iss. 1, pp. 19-30. DOI: <https://doi.org/10.1615/TelecomRadEng.v78.i1.30> .

35. Richards, M. A. *Fundamentals of Radar Signal Processing*. 2nd ed. McGraw-Hill, 2014. 656 p.

36. Cutrona, L. J., & Hall, G. O. A Comparison of Techniques for Achieving Fine Azimuth Resolution. *IRE Transactions on Military Electronics*, 1962, vol MIL-6, pp. 119-121.

37. Rahman, H. *Fundamental Principles of Radar*. CRC Press, 2019. 340 p.

38. Array and Phased Array Antenna Basics / Hubregt J. Visser. – John Wiley & Sons, Ltd, 2005. – 360 p.
39. Phased array antenna handbook. 2nd ed. / Robert J. Mailloux. – ARTECH HOUSE, INC., 2005. – 515 p.
40. Introduction to Synthetic Aperture Radar: Concepts and Practice / E. David Jansing. – McGraw-Hill, 2021. –208 p.
41. Pavlikov, V., Peretyatko, M., Pozdniakov, P., Malashta, P., Kolesnikov, D., & Tserne, E. (2025, September). Radio Channel Design for Radio Pulse Parameters Estimation in Image Phantomization Radar. In 2025 15th International Conference on Advanced Computer Information Technologies (ACIT) (pp. 753-757). IEEE. <https://doi.org/10.1109/ACIT65614.2025.11185600>
42. Pavlikov, V., Peretyatko, M., Malashta, P., Tserne, E., Popov, A., & Kolesnikov, D. (2025, September). Research on the Marginal Errors of Estimates of LFM Signal Parameters in the Receiving Channel of a Phantomization Radar. In 2025 15th International Conference on Advanced Computer Information Technologies (ACIT) (pp. 749-752). IEEE. <https://doi.org/10.1109/ACIT65614.2025.11185842>
43. D. D. Wentzloff and A. P. Chandrakasan, "Gaussian pulse Generators for subbanded ultra-wideband transmitters," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, no. 4, pp. 1647-1655, June 2006, doi: 10.1109/TMTT.2006.872053.
44. Squires, G. L. (2001-08-30). Practical Physics (4 ed.). Cambridge University Press. doi: 10.1017/cbo9781139164498. ISBN 978-0-521-77940-1.
45. Gareth, James; Witten, Daniela; Hastie, Trevor; Tibshirani, Rob (2021). An Introduction to Statistical Learning: with Applications in R. Springer. ISBN 978-1071614174.
46. N. C. Sevüktekin and A. C. Singer, "Representation and Reconstruction of Finite-Energy Band-Limited Signals via Pulse-Width Modulation," in IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 67, no. 19, pp. 5153-5168, 1 Oct.1, 2019, doi: 10.1109/TSP.2019.2937277.

47. J. Yang, Z. Cui, F. Cao, Z. Zhu, C. He and M. Qiu, "Estimation Method of Bandwidth Requirements for Double Exponential Pulse Measurement," in *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 65, no. 6, pp. 1981-1989, Dec. 2023, doi: 10.1109/TEMC.2023.3327299.

РОЗДІЛ 3

ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ РОЗРОБКИ SIW – ХВИЛЕВОДІВ НА КРИСТАЛАХ A^{IV} ДЛЯ РАДАРІВ ФАНТОМІЗАЦІЇ

Протягом останнього десятиліття спостерігається стрімке зростання кількості розробок та впроваджень безпілотних літальних апаратів (БПЛА) у різних галузях техніки та технології [1]. Ефективність виконання місій БПЛА значною мірою залежить від якості дистанційного зондування земної поверхні. В Україні для цього переважно застосовуються оптико-електронні прилади видимого діапазону, проте їхня робота критично залежить від погодних умов (хмарність, туман, опади). Натомість радіолокатори із синтезованою апертурою (РСА) працюють у мікрохвильовому спектрі та забезпечують всепогодний моніторинг завдяки здатності сигналу проникати крізь атмосферні завади [2].

Проте головним бар'єром на шляху масового оснащення БПЛА бортовими радарми залишаються їхні завеликі масогабаритні показники. Так, у традиційних діапазонах (L, S, C та X) вага РЛС може сягати сотень кілограмів, а габарити антен — десятків метрів [3]. Хоча закордонні аналоги (США, Ізраїль, Туреччина тощо) демонструють прогрес у створенні РСА Х- та Ku-діапазонів, їхня маса все ще вимірюється десятками кілограмів [4]. Вагомим досягненням вітчизняної науки є розробка прототипу бортового РСА міліметрового (W) діапазону масою до 5 кг, побудованого з використанням вітчизняної елементної бази [5].

Подальша мініатюризація українських РСА для БПЛА стримується відсутністю серійного виробництва малогабаритних НВЧ-компонентів. Навіть у перспективних розробках, таких як [5], досі використовуються класичні металеві хвилеводи, що обмежує можливості зниження ваги та об'єму пристроїв.

Паралельно з розвитком БПЛА стратегічного значення набуває створення вітчизняних радарів фантомізації радіозображень для протидії космічним

системам РСА (діапазони L, C, X) [6]. Як вже було обґрунтовано в розділі 2, для побудови передатчика радару фантомізації необхідним елементом є швидкий аналоговий фазообертач з плавним керуванням фазою сигналу. Для цього перспективними є SIW-структури на базі кристалів $A^{\text{IV}}B^{\text{VI}}$. Тому проектування таких систем потребує переходу на новітню елементну базу, яка б забезпечувала:

- мінімізацію втрат енергії та паразитного випромінювання;
- високоточне та швидкісне керування фазою сигналу;
- розширення робочої смуги частот.

Таким чином, розробка вітчизняних малогабаритних НВЧ-компонентів є критично необхідною умовою для створення конкурентоспроможних бортових радарів для БПЛА та радіотехнічних систем фантомізації радіолокаційних зображень [7].

3.1 Поточні тенденції та перспективи розвитку елементної бази хвилеводних систем РСА

У сучасній радіоелектроніці надвисоких частот (НВЧ) застосовується широкий спектр ліній передачі: традиційні порожнисті металеві хвилеводи, мікросмужкові лінії (microstrip lines), компланарні хвилеводи (CPW) та інтегровані у підкладку хвилеводи (SIW).

Класичні металеві хвилеводи забезпечують мінімальні втрати енергії, проте вони є громіздкими, високовартісними та складними для інтеграції з напівпровідниковими планарними схемами.

Мікросмужкові лінії відзначаються високою компактністю, низькою ціною та технологічністю монтажу активних компонентів, але мають низьку ефективність на високих частотах через інтенсивне випромінювання та збудження поверхневих хвиль [8, 9].

Компланарні структури (CPW) забезпечують широку робочу смугу та простоту інтеграції, однак вони вимогливі до технологічних допусків і потребують більшої площі кристала порівняно з SIW-технологією [10].

Технологія SIW (Substrate Integrated Waveguide) є гібридним рішенням зазначеної проблеми, що поєднує високу добротність класичних хвилеводів із перевагами планарного виконання, забезпечуючи пригнічення поверхневих хвиль і низькі втрати енергії [11].

Незважаючи на широке використання діелектриків типу Rogers, Teflon або FR4, перспективним напрямом для міліметрового діапазону є застосування високомних кристалів групи $A^{II}B^{VI}$ (ZnS, ZnSe, ZnTe, CdTe). Завдяки значно вищій діелектричній проникності цих матеріалів порівняно з традиційними композитами [12, 13], стає можливим суттєве зменшення габаритів SIW-компонентів [14]. Зокрема, селенід цинку (ZnSe) характеризується високою теплопровідністю, що є критичним для стабільної роботи потужних радарних систем. Враховуючи відсутність у світовій літературі даних щодо реалізації SIW-структур на базі сполук $A^{II}B^{VI}$, розробка теоретичних основ їх формування для радарів фантомізації є актуальною науково-практичною задачею.

Отже, необхідно розробити теоретичну базу для проектування малогабаритних SIW-хвилеводів на основі кристалічних сполук $A^{II}B^{VI}$ для радіотехнічних систем фантомізації космічних РСА.

Дослідження виконується методами:

- математичного моделювання частотної залежності діелектричних параметрів кристалів у діапазоні 1 – 100 ГГц;
- аналітичного розрахунку геометричних параметрів SIW-структур;
- повнохвильовому електродинамічному моделюванні характеристик хвилеводів у середовищі **Ansys HFSS**.

Теоретичну основу становить узагальнена модель лінійного діелектричного відгуку (враховує електронну поляризацію, дефекти структури та провідність) та модель «універсального відгуку» за Джоншером.

В дослідженні вирішувались наступні задачі:

1. Побудова математичної моделі діелектричної проникності кристалів $A^{II}B^{VI}$ для частотного діапазону 1 – 100 ГГц;
2. Проведення кількісної оцінки комплексної діелектричної проникності досліджуваних матеріалів;
3. Розрахунок оптимальної конфігурації та розмірів SIW-хвильоводів на базі сполук $A^{II}B^{VI}$ для декількох частот з діапазону 1 – 100 ГГц;
4. Комп'ютерне моделювання в Ansys HFSS електродинамічних параметрів хвильоводу на кристалі ZnS (1 ГГц) [7].

3.2 Модель діелектричних параметрів кристалів $A^{II}B^{VI}$ в області НВЧ

Математичний опис частотної дисперсії комплексної діелектричної проникності кристалів селеніду цинку (ZnSe) у мікрохвильовому діапазоні 1 – 100 ГГц базується на узагальненій моделі лінійного діелектричного відгуку. Запропонований підхід дозволяє комплексно врахувати вплив електронної поляризації, релаксаційних втрат на дефектах кристалічної решітки, а також внесок наскрізної електропровідності. Відповідно до [15], аналітичний вираз для комплексної діелектричної проникності подано у вигляді:

$$\varepsilon^* = \varepsilon_\infty + \sum_j \left(\frac{\Delta\varepsilon_j}{1 + (i\omega\tau_j)^{1-\alpha_j}} \right) - i \left(\frac{\sigma(\omega)}{\varepsilon_0 \omega} \right), \quad (3.1)$$

де ε_∞ – внесок швидких процесів поляризації (переважно електронної) у величину комплексної діелектричної проникності; $\Delta\varepsilon_j$ – внесок j -го релаксаційного процесу; τ_j – характерний час релаксації; α_j – параметр, що визначає розподіл часу релаксації; ω – циклічна частота електричного поля; $\sigma(\omega)$ – залежність питомої електропровідності матеріалу від циклічної частоти електричного поля; ε_0 – електрична константа. Зважаючи на те, що власні

фононні резонанси сполук $A^{II}B^{VI}$ зосереджені в терагерцовому сегменті спектра, у досліджуваному діапазоні частот їхній вплив трансформується у квазістатичний внесок, інкапсульований у параметрі ϵ_{∞} . Відтак, частотна дисперсія комплексної діелектричної проникності цих кристалів у вказаному інтервалі зумовлена здебільшого релаксаційними ефектами та провідністю на постійному й змінному струмі. Для напівпровідників групи $A^{II}B^{VI}$ характерним є прояв універсального діелектричного відгуку, за якого частотна залежність питомої електропровідності згідно з моделлю Джоншера набуває вигляду:

$$\sigma(\omega) = \sigma_{DC} + A\omega^s, \quad (3.2)$$

де σ_{DC} – питома електропровідність на постійному струмі; A – коефіцієнт питомої електропровідності на змінному струмі; s – параметр Джоншера, що визначається механізмом переносу носіїв заряду і знаходиться в інтервалі $(0 \dots 1)$. Добре відомо, що для досконалих у структурного відношенні кристалів $A^{II}B^{VI}$ параметр s знаходиться в інтервалі $0,6 - 0,9$.

Згідно з висновками, наведеними у [15], внесок релаксаційної поляризації у загальний діелектричний відгук кристалів $A^{II}B^{VI}$ на досліджуваних частотах є нехтовно малим порівняно з внесками електронної поляризації та механізмів електропровідності. За таких умов, відповідно до виразу (3.1), значення дійсної частини комплексної діелектричної проникності ϵ' у міліметровому діапазоні частот наближається до величини високочастотної проникності ϵ_{∞} . Для проведення кількісної оцінки параметра A з використанням виразу (3.2) стосовно кристалів селеніду цинку (ZnSe) було використано емпіричні дані [16]. Зокрема, встановлено, що в околі частоти 100 ГГц коефіцієнт діелектричних втрат становить $\epsilon''=2 - 4$. Враховуючи типові для цих структур значення показника ступеня $s = 0,6 - 0,9$ та питомої провідності на постійному струмі $\sigma_{DC} = 10^{-7} - 10^{-10}$ См/м, з використанням рівняння (3.2) було розраховано параметр A

$$A = \frac{\varepsilon'' \varepsilon_0 \omega - \sigma_{DC}}{\omega^s} \quad (3.3)$$

і отримано значення $A \approx 10^{-10} - 10^{-6} [\text{с}^s / (\text{Ом} \cdot \text{м})]$. На рис. 3.1 відображено результати розрахунку параметра A , що характеризує питому електропровідність кристалів ZnSe на змінному струмі, залежно від рівня діелектричних втрат на частоті 100 ГГц для різних значень показника ступеня s . Аналіз отриманих даних дозволяє стверджувати, що величина параметра A демонструє інваріантність (надто слабку залежність) відносно значень низькочастотної провідності матеріалу. Водночас встановлено характерні закономірності: підвищення показника s призводить до суттєвого зниження коефіцієнта A , тоді як зростання тангенса кута діелектричних втрат супроводжується помірним збільшенням досліджуваного параметра. Графічну інтерпретацію частотної дисперсії питомої електропровідності ZnSe, розраховану за рівнянням (3.2), представлено на рис. 3.2. Отримані криві свідчать про те, що в досліджуваному діапазоні спостерігається пряма кореляція: підвищення частоти та збільшення параметра ступеня s зумовлюють зростання питомої електропровідності селеніду цинку.

Варто зауважити, що у фаховій науковій літературі спостерігається дефіцит емпіричних даних стосовно комплексної діелектричної проникності сполук $A^{II}B^{VI}$ у мікрохвильовому діапазоні 1 – 100 ГГц. З огляду на це, при подальшому обчисленні коефіцієнта діелектричних втрат для кристалів $A^{II}B^{VI}$ різного хімічного складу було прийнято низку обґрунтованих припущень:

1. Подібність динамічних характеристик: припускається, що параметри питомої електропровідності на змінному струмі - коефіцієнт A – для всієї групи досліджуваних кристалів у межах зазначеного діапазону корелюють зі значеннями, отриманими для селеніду цинку;

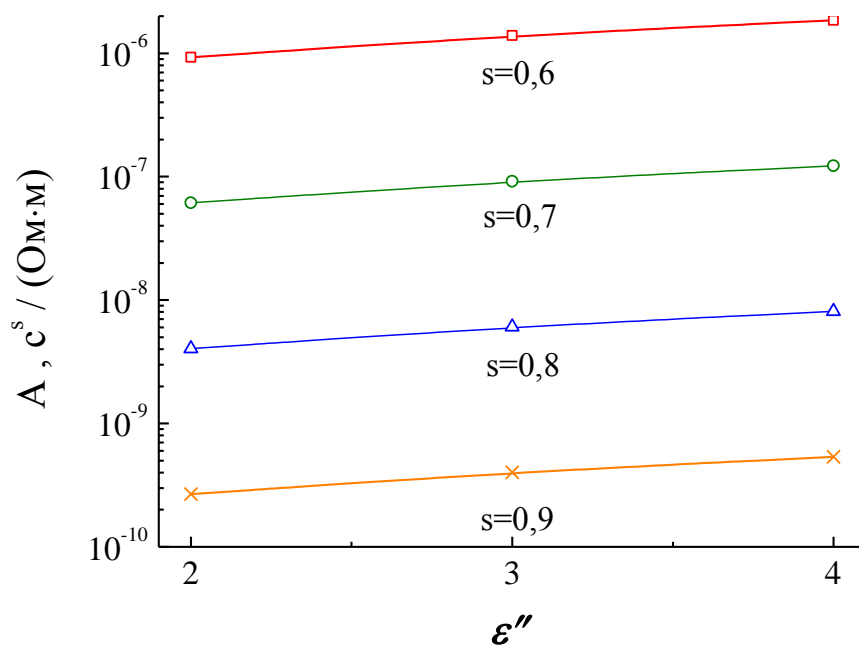


Рис. 3.1. Залежність коефіцієнта питомої електропровідності на змінному струмі від коефіцієнта діелектричних втрат кристалів ZnSe при $\sigma_{DC} = 10^{-7}$ См/м

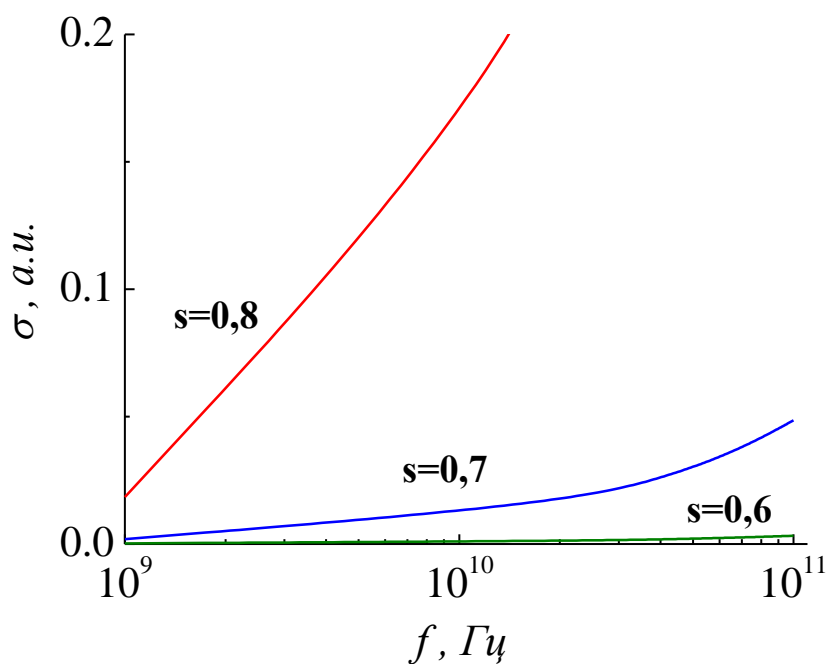


Рис. 3.2. Частотна залежність питомої електропровідності кристалів ZnSe при $\sigma_{DC} = 10^{-7}$ См/м

2. Апроксимація дійсної частини комплексної діелектричної проникності: значення ϵ' у діапазоні 1 – 100 ГГц вважаються близькими до

високочастотної діелектричної проникності ϵ_{∞} , визначеної за результатами прецизійних вимірювань в оптичному спектрі;

3. Частотна стабільність: відповідно до теоретичних положень [15], комплексна діелектрична проникність кристалів $A^{II}B^{VI}$ у вказаному частотному інтервалі характеризується слабкою дисперсією.

3.3 Оцінка величини діелектричних параметрів кристалів $A^{II}B^{VI}$ в області НВЧ

Згідно описаної в підрозділі 3.2 моделі діелектричних параметрів кристалів $A^{II}B^{VI}$ в області НВЧ оцінимо величину їх діелектричних сталих в діапазоні 1 – 100 ГГц. Оцінку виконано з використанням даних таблиці 3.1.

У цій таблиці наведено значення високочастотної діелектричної проникності та питомого електричного опору для кристалів групи $A^{II}B^{VI}$ різного хімічного складу. Розрахунок коефіцієнта діелектричних втрат у мікрохвильовому діапазоні здійснювався на основі даних щодо питомого опору (табл. 3.1) із залученням відповідних кореляційних пар параметрів: коефіцієнта A та показника ступеня s .

Таблиця 3.1

Електрофізичні параметри кристалів $A^{II}B^{VI}$

Матеріал	ϵ_{∞}	ρ , Ом·м
ZnS	5,13 [13]	$10^8 - 10^{10}$ [17]
ZnSe	6,2 [13]	10^{10} [18]
ZnTe	7,28 [13]	290 [19]
CdTe	7,21 [13]	$1,5 \cdot 10^{-2}$ [19]
CdZnTe	7,1 [21]	$10^7 - 10^8$ [20]

Варто зауважити, що в рамках моделі універсального діелектричного відгуку Джоншера значення показника s для структурно досконалих матеріалів наближається до одиниці.

Результати оцінювання коефіцієнта діелектричних втрат у визначеному частотному інтервалі представлені в таблиці 3.2. Отримані дані підтверджують очікувану фізичну закономірність: зі зниженням частоти змінного електричного поля спостерігається зростання коефіцієнта діелектричних втрат. Крім того, зафіксовано збільшення уявної частини комплексної діелектричної проникності досліджуваних кристалів у разі зменшення числового значення показника ступеня s .

Таблиця 3.2

Коефіцієнт діелектричних втрат кристалів $A^{II}B^{VI}$

f, ГГц	ϵ''			
	s=0,6	s=0,7	s=0,8	s=0,9
1	14	13	12	1,2
50	6	3,2	3	0,8
100	4,3	3	2,5	0,75

3.4 Розрахунок SIW – хвилеводу на основі кристалів $A^{II}B^{VI}$

Обчислення параметрів виконується для основної моди TE_{1,0} у частотному діапазоні від 1 до 100 ГГц. Як діелектричне наповнення обрано кристали групи $A^{II}B^{VI}$, а розрахунок базується на методиці, запропонованій у роботі [11]. Математичний вираз для визначення критичної частоти (частоти відсічення) домінантної моди має вигляд:

$$f_{c_{1,0}} = \frac{c}{2w_{\text{eff}} \sqrt{\epsilon}}, \quad (3.4)$$

де c – швидкість світла у вакуумі; w_{eff} – ефективна ширина SIW – хвилеводу; ϵ – діелектрична проникність матеріалу основи. На основі заданого робочого діапазону частот хвилеводу ($f_{p_{\text{min}}}$; $f_{p_{\text{max}}}$) встановлюється критична частота

основної моди. При цьому мають виконуватися наступні умови: значення критичної частоти нижчої моди $TE_{1,0}$ повинно бути меншим за 80% від мінімальної робочої частоти, а критична частота найближчої вищої моди $TE_{2,0}$ (що дорівнює подвоєному значенню частоти нижчої моди) має перевищувати максимальну робочу частоту діапазону.

Використовуючи отримане значення критичної частоти, за рівнянням (3.4) розраховують ефективну ширину хвилеводу w_{eff} . Надалі здійснюється вибір конструктивних параметрів металізованих отворів: відношення кроку між отворами p до їхнього діаметру d має бути меншим за 2,0. Також встановлюється обмеження на діаметр отворів відносно геометричної ширини хвилеводу w , яке не повинно перевищувати 1/5. Остаточне визначення фізичної ширини SIW-хвилеводу w проводиться за допомогою наступного співвідношення:

$$w_{\text{eff}} = w - 1,08 \frac{d^2}{p} + 0,1 \frac{d^2}{w}. \quad (3.5)$$

З метою мінімізації енергетичних втрат на випромінювання доцільно дотримуватися умови, згідно з якою діаметр металізованого отвору d не повинен перевищувати п'ятої частини довжини хвилі λ безпосередньо у SIW-структурі. На основі знайденої ширини хвилеводу w проводиться остаточний розрахунок конструктивних параметрів d та p . У випадку проектування SIW-резонатора, на відміну від звичайного хвилеводу, додатково здійснюється визначення його ефективної довжини за допомогою такого співвідношення:

$$l_{\text{eff}} = \frac{c w_{\text{eff}}^2}{\sqrt{4 \mu \varepsilon f_p^2 w_{\text{eff}}^2 - c^2}}, \quad (3.6)$$

де c – швидкість світла у вакуумі; w_{eff} – ефективна ширина SIW – резонатора; ε – діелектрична проникність матеріалу основи; μ – магнітна проникність матеріалу основи; f_p – основна резонансна частота. І, нарешті, визначають довжину резонатора згідно рівняння:

$$l_{\text{eff}} = l - 1,08 \frac{d^2}{p} + 0,1 \frac{d^2}{l}. \quad (3.7)$$

Розрахунки проводились для частот електромагнітного поля, що наведені в таблиці 3.3. Робоча смуга частот відповідала інтервалу $\pm 20\%$ відносно робочої частоти. Результати розрахунків параметрів SIW-хвильоводів на основі кристалів ZnS, ZnSe і CdZnTe надано в таблицях 3.4, 3.5 та 3.6.

Таблиця 3.3

Частоти електромагнітного поля, які використовували для розрахунків

f_p , Hz	$f_{p\text{min}}$, Hz	$f_{p\text{max}}$, Hz	$f_{c1,0}$, Hz	$f_{c2,0}$, Hz
10^9	$8 \cdot 10^8$	$1,2 \cdot 10^9$	$7,2 \cdot 10^8$	$1,44 \cdot 10^9$
10^{10}	$8 \cdot 10^9$	$1,2 \cdot 10^{10}$	$7,2 \cdot 10^9$	$1,44 \cdot 10^{10}$
$5 \cdot 10^{10}$	$4 \cdot 10^{10}$	$6 \cdot 10^{10}$	$3,6 \cdot 10^{10}$	$7,2 \cdot 10^{10}$
10^{11}	$8 \cdot 10^{10}$	$1,2 \cdot 10^{11}$	$7,2 \cdot 10^{10}$	$1,44 \cdot 10^{11}$

Таблиця 3.4

Параметри SIW-хвильовода на основі ZnS

f_p , Hz	w_{eff} , м	d , м	w , м	p , м
10^9	$9,20 \cdot 10^{-2}$	$2,00 \cdot 10^{-2}$	$10,3 \cdot 10^{-2}$	$3,70 \cdot 10^{-2}$
10^{10}	$9,20 \cdot 10^{-3}$	$1,95 \cdot 10^{-3}$	$1,03 \cdot 10^{-2}$	$3,71 \cdot 10^{-3}$
$5 \cdot 10^{10}$	$1,84 \cdot 10^{-3}$	$3,90 \cdot 10^{-4}$	$2,05 \cdot 10^{-3}$	$7,42 \cdot 10^{-4}$
10^{11}	$9,20 \cdot 10^{-4}$	$1,95 \cdot 10^{-4}$	$1,03 \cdot 10^{-3}$	$3,71 \cdot 10^{-4}$

Таблиця 3.5

Параметри SIW-хвильовода на основі ZnSe

f_p , Hz	w_{eff} , м	d , м	w , м	p , м
10^9	$8,40 \cdot 10^{-2}$	$1,80 \cdot 10^{-2}$	$9,30 \cdot 10^{-2}$	$3,40 \cdot 10^{-2}$
10^{10}	$8,37 \cdot 10^{-2}$	$1,78 \cdot 10^{-3}$	$9,34 \cdot 10^{-3}$	$3,37 \cdot 10^{-3}$
$5 \cdot 10^{10}$	$1,67 \cdot 10^{-3}$	$3,55 \cdot 10^{-4}$	$1,87 \cdot 10^{-3}$	$6,75 \cdot 10^{-4}$
10^{11}	$8,37 \cdot 10^{-4}$	$1,78 \cdot 10^{-4}$	$9,34 \cdot 10^{-4}$	$3,37 \cdot 10^{-4}$

Таблиця 3.6

Параметри SIW-хвильовода на основі CdZnTe

f_p , Hz	w_{eff} , м	d , м	w , м	p , м
10^9	$7,80 \cdot 10^{-2}$	$1,70 \cdot 10^{-2}$	$8,70 \cdot 10^{-2}$	$3,20 \cdot 10^{-2}$
10^{10}	$7,82 \cdot 10^{-3}$	$1,66 \cdot 10^{-3}$	$8,73 \cdot 10^{-3}$	$3,15 \cdot 10^{-3}$
$5 \cdot 10^{10}$	$1,56 \cdot 10^{-3}$	$3,32 \cdot 10^{-4}$	$1,75 \cdot 10^{-3}$	$6,30 \cdot 10^{-4}$
10^{11}	$7,82 \cdot 10^{-4}$	$1,66 \cdot 10^{-4}$	$8,73 \cdot 10^{-4}$	$3,15 \cdot 10^{-4}$

3.5 Приклад реалізації SIW – хвильоводу на основі кристалів $A^{IV}B^{VI}$

За допомогою програмного комплексу Ansys HFSS проведено електродинамічне моделювання характеристик SIW-хвильоводу, побудованого на основі кристала сульфиду цинку ZnS, для робочої частоти 1 ГГц. Під час побудови геометричної моделі пристрою було використано розрахункові дані, наведені у таблицях 3.1 – 3.4. Товщину діелектричної основи h було обрано згідно з критерієм, що h/d може становити не менше одиниці. Результати обчислення S-параметрів (коефіцієнтів відбиття та передачі) досліджуваної хвильоводної структури представлені на рис. 3.3 та 3.4. З цих рисунків видно, що зі зростанням величини тангенса кута діелектричних втрат кристалу ZnS частотні характеристики S-параметрів SIW-хвильоводу погіршуються. Так, величина S_{11} складає близько -14 дБ, а величина S_{21} – близько -15 дБ в області основної частоти 1 ГГц (див. рис. 3.4). У той же час, для SIW-хвильоводу на

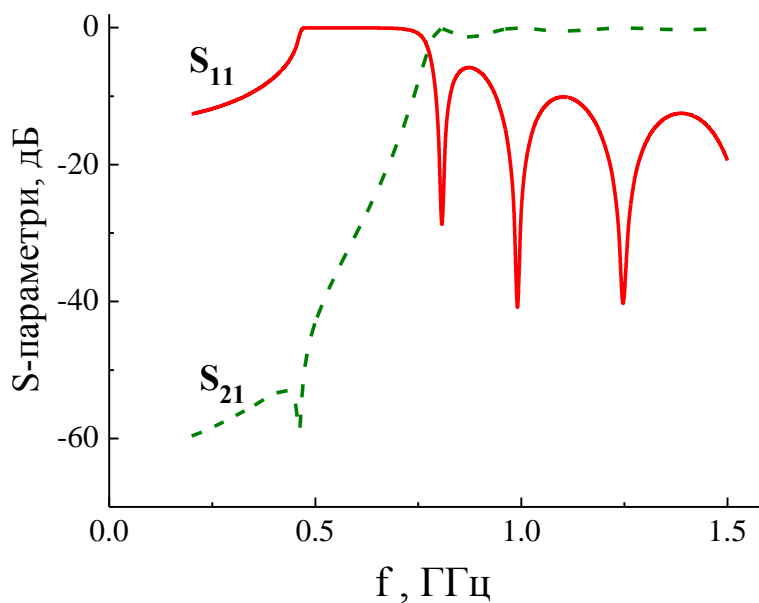


Рис. 3.3. Частотна залежність S -параметрів SIW-хвильоводу на основі кристалів ZnS, що розраховано для частоти 1 ГГц. $\text{tg}\delta = 0,001$

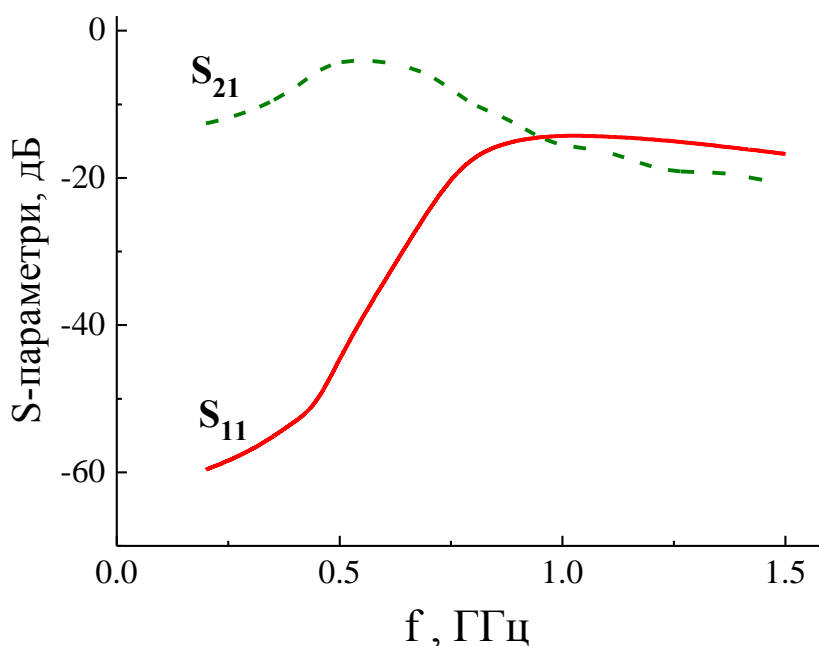


Рис. 3.4. Частотна залежність S -параметрів SIW-хвильоводу на основі кристалів ZnS, що розраховано для частоти 1 ГГц. $\text{tg}\delta = 0,234$

основі ZnS з малими втратами величина S_{11} близька до -40 дБ, а величина S_{21} – до 0 дБ на частоті 1 ГГц (див. рис. 3.3).

На рис. 3.5 наведено розподіл модуля вектора напруженості електричного поля у SIW-хвильоводі. Даний розподіл свідчить про те, що електричне поле

переважно зосереджене всередині хвилеводу, а рядки металізованих отворів відіграють роль його бічних стінок, не пропускаючи електричне поле назовні.

Аналіз параметрів, наведених у табл. 3.2, дозволяє визначити кристали ZnS, ZnSe та CdZnTe як найбільш перспективні матеріали для створення діелектричної основи SIW-хвилеводів. Зазначені сполуки характеризуються високим питомим опором та значними показниками діелектричної проникності. Зокрема, кристали CdZnTe володіють найвищим значенням проникності в мікрохвильовому діапазоні, що забезпечує максимальний потенціал для мініатюризації НВЧ-пристроїв.

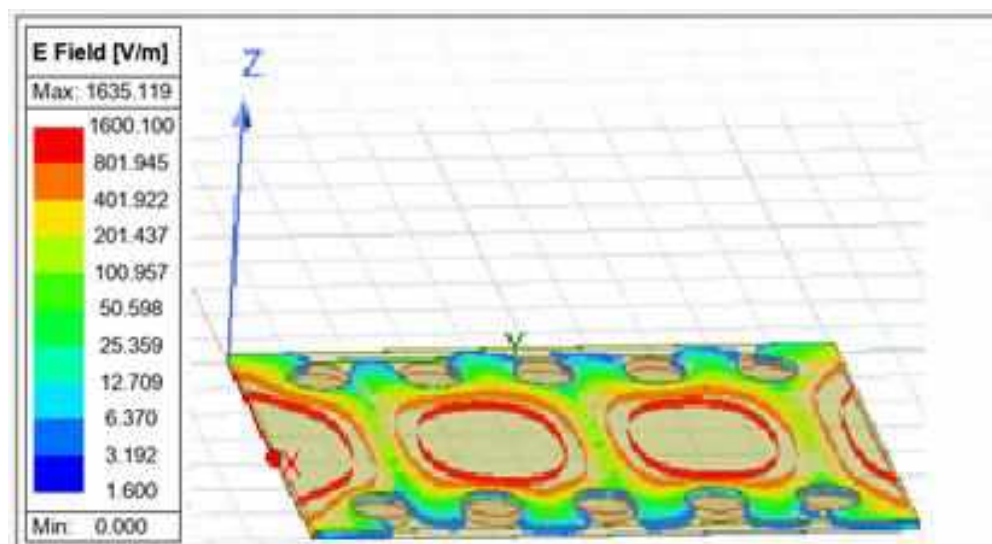


Рис. 3.5. Розподіл електричного поля в SIW-хвилеводі на основі ZnS, що розраховано для частоти 1 ГГц

Оцінка діелектричних властивостей сполук $A^{IV}B^{VI}$ у діапазоні 1–100 ГГц базувалася на припущенні про домінуючий внесок електропровідності (згідно з моделлю Джоншера) та нехтовно малий вплив релаксаційних процесів. Проте отримані високі значення коефіцієнта втрат (табл. 3.2) свідчать про недосконалість такого підходу, оскільки обрана модель не враховує індивідуальні особливості дефектної структури різних кристалів. Ймовірно, саме дефектна підсистема зумовлює відчутні релаксаційні втрати в міліметровому діапазоні. Враховуючи дефіцит експериментальних даних у

літературі, виникає гостра потреба у верифікації діелектричних параметрів кристалів $A^{II}B^{VI}$ безпосереднім вимірюванням.

Розрахунки геометричних розмірів SIW-компонентів підтверджують доцільність їх реалізації на основі кристалів $A^{II}B^{VI}$ для частот понад 10 ГГц. Використання підкладок CdZnTe дозволяє додатково зменшити габарити хвилеводів на 15% порівняно з іншими сполуками цієї групи. Моделювання S-параметрів показало, що для забезпечення високої добротності та ефективного узгодження тангенс кута діелектричних втрат матеріалу має перебувати в межах 0,001–0,01. Високі розрахункові значення втрат ($\text{tg}d = 0,234$) призводять до критичного зниження коефіцієнта передачі, що вимагає уточнення вхідних даних.

Щодо технологічних аспектів, попри відсутність на сьогодні серійного виробництва таких пристроїв, наявність на ринку підкладок CdZnTe (розмірами від 5x5 мм) створює базу для розробки прототипів хвилеводів на їхній основі. Формування топології може бути реалізоване шляхом лазерного, ультразвукового або мікросвердління отворів (діаметром від 100 мкм) із подальшим осадженням металізації методами вакуумного напилення чи гальваніки.

Науковий доробок вчених ХАІ (зокрема Рвачова О.Л., Мигалья В.П. та ін.) за останні 60 років створює фундамент для проектування SIW-структур із керованими характеристиками. Можливість впливу на діелектричні параметри через фотозбудження, термічну обробку, легування або створення композитних середовищ на основі частинок $A^{II}B^{VI}$ відкриває нові шляхи для розробки адаптивної елементної бази РСА-систем.

3.6 Реалізація аналогового фазообертача на основі SIW – хвилеводу на кристалах $A^{II}B^{VI}$

В розділі 2 було зроблено висновок, що передавач радару фантомізації потребує створення аналогового фазообертача, який буде задовольняти

наступним умовам: швидкодія, плавна керована зміна фази, низькі НВЧ-втрати при високій електричній міцності, мінімальні масогабаритні показники. Аналоговий фазообертач з такими параметрами можливо сформувати на базі SIW – хвилеводу на кристалах $A^{II}B^{VI}$. Для цього найбільш придатні кристали CdZnTe з огляду на наступні їх характеристики:

- великий питомий електроопір ($10^{10} - 10^{11}$ Ом·см);
- високу діелектричну проникність (8 – 10);
- низькі діелектричні втрати (0,002 та нижче);
- високу електричну міцність (до 20 кВ/см);
- низьку діелектричну дисперсію в діапазоні 1 – 10 ГГц;
- високу фоточутливість.

Треба додати, що діелектрична проникність кристалів CdZnTe не досліджувалась в частотному діапазоні 1 – 10 ГГц. Проте, відома робота [22] щодо дослідження діелектричних параметрів близьких за складом та електрофізичними властивостями кристалів CdTe на частоті 15,95 ГГц. В зазначені роботі було встановлено, що на такій частоті електричного поля діелектрична проникність кристалів CdTe складає $10,39 \pm 0,04$, а тангенс кута діелектричних втрат – 0,0011.

Згідно результатів досліджень [18, 20] можна очікувати, що діелектрична проникність кристалів CdZnTe під дією фотозбудження буде змінюватись до 0,5 одиниць. Також, щоб збуджувати весь об'єм кристала CdZnTe рекомендується використовувати ІЧ – випромінювання довжиною хвилі 820 – 850 нм.

Окрему увагу треба приділити залежності діелектричної проникності кристалів CdZnTe від інтенсивності фотозбудження $\varepsilon'(I)$. В діапазоні частот 1 – 10 ГГц можна очікувати лінійний характер залежності $\varepsilon'(I)$ до рівня насичення згідно [15]. Причому час відгуку кристала на фотозбудження відповідає області наносекунд.

Оцінимо максимальний кут повороту фази електромагнітної хвилі в SIW – хвилеводі на кристалі CdZnTe згідно відомого виразу:

$$\Delta\varphi = \left(\frac{2\pi f L}{c} \right) \cdot \left| \sqrt{\varepsilon_2} - \sqrt{\varepsilon_1} \right|, \quad (4.8)$$

де f – частота електромагнітної хвилі; L – довжина шляху хвилі в хвилеводі; c – швидкість світла в вакуумі; ε_1 та ε_2 – діелектрична проникність кристала до фотозбудження та при його дії, відповідно. Отже, розрахунки свідчать про те, що на частоті 10 ГГц при довжині хвилеводу 40 мм можна досягти зсуву фази електромагнітної хвилі максимум на $\approx 37,5^\circ$. А на частоті 100 ГГц максимальний зсув фази хвилі за тих же умов буде складати вже $\approx 375^\circ$.

Технічно розглянутий фазообертач можна реалізувати на SIW-хвилеводі металізацію однієї з граней якого виконано прозорим для фотозбудження проводящим шаром. Саме фотозбудження можна виконувати за допомогою матриці зі світлодіодів відповідного діапазону довжин хвиль, інтенсивність випромінювання якої керується напругою живлення.

3.7 ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 3

У даному розділі вперше викладено принципи та особливості проектування SIW-хвилеводів на основі напівпровідникових кристалів групи $A^{II}B^{VI}$ для систем радіолокації із синтезованою апертурою (РСА), в тому числі і для радарів фантомізації. Із застосуванням моделі універсального діелектричного відгуку Джоншера здійснено кількісне оцінювання комплексної діелектричної проникності (дійсної та уявної частин) для ряду сполук, зокрема ZnS, ZnSe, ZnTe, CdTe та CdZnTe, у мікрохвильовому діапазоні частот. Зазначимо, що:

1. Вперше проведено розрахунок геометричних та електродинамічних параметрів SIW-хвилеводів на базі кристалів $A^{II}B^{VI}$ для декількох частот з діапазону 1 – 100 ГГц. За допомогою програмного комплексу Ansys HFSS розроблено комп'ютерну модель SIW-структури на підкладці із сульфїду цинку (ZnS) для частоти 1 ГГц та досліджено частотну залежність її

S-параметрів. Результати проведеного аналізу свідчать про значний потенціал практичного впровадження SIW-компонентів на базі зазначених матеріалів.

2. Встановлено принцип та особливості реалізації аналогового фазообертача на основі SIW-хвильоводу на кристалах CdZnTe із плавним керуванням фотозбудженням. Проведена оцінка максимального кута повороту фази електромагнітної хвилі в такому хвильоводі показала, що цей кут становить $\approx 37,5^\circ$ на частоті 10 ГГц і $\approx 375^\circ$ на частоті 100 ГГц.

Результати, викладені у розділі 3, опубліковано у роботі автора [7].

3.8 ЛІТЕРАТУРА ДО РОЗДІЛУ 3

1. Peksa, J. A review on the state of the art in copter drones and flight control systems [Text] / J. Peksa, D. Mamchur // *Sensors*. – 2024. – V.24, no. 11. – Article No 3349. DOI: 10.3390/s24113349.
2. Das, S. Synthetic aperture radar for a changing planet: A 25-year global synthesis in hazard assessment, urban development, and ecological applications [Text] / S. Das, B. Chatterjee, M. R. Choudhury, S. Dutta, B. P. Mondal, A. Awasthi // *Ecological Informatics*. – 2025. – Vol. 92. – Art. no. 103477, <https://doi.org/10.1016/j.ecoinf.2025.103477>.
3. Kim, S. Design and performance of X-band SAR payload for 80 kg class flat-panel-type microsatellite based on active phased array antenna [Text] / S. Kim, C. M. Song, S. H. Lee, S. C. Song, H. U. Oh // *Aerospace*. – 2022. – Vol. 9, no. 4. – Art. no. 213, <https://doi.org/10.3390/aerospace9040213>.
4. Камалтинов, Г. Г. Тенденції та перспективи розвитку радіолокаційних засобів безпілотних літальних апаратів [Текст] / Г. Г. Камалтинов, О. М. Колеснік, В. О. Тютюнник, К. В. Шутько // *Системи озброєння і військова техніка*. – 2024. – № 4 (80). – С. 99–108, <https://doi.org/10.30748/soivt.2024.80.12>.

5. Ковальчук, Д. І. Розроблення бортового РСА з обробкою ЛЧМ сигналів у W-діапазоні хвиль з використанням елементної бази українського виробництва [Текст] / Д. І. Ковальчук, С. С. Жила, М. А. Вонсович, О. Ю. Косолапов, Я. Д. Сидоров // Системи обробки інформації. – 2025. – № 3 (182). – С. 44–59, <https://doi.org/10.30748/soi.2025.182.05>.
6. Pavlikov, V. Foundations of radar synthesis theory of phantom objects formation in SAR images [Text] / V. Pavlikov, S. Zhyla, P. Pozdniakov, D. Kolesnikov, H. Cherepnin, O. Shmatko, E. Tserne // Radioelectronic and Computer Systems. – 2024. – No. 4. – P. 123–140, <https://doi.org/10.32620/reks.2024.4.11>.
7. Олійник, С., Чугай, О., Одокієнко, О., Малашта, П., Денисюк, Т. (2025). Теоретичні основи розробки SIW – хвилеводів на кристалах $A^{II}B^{VI}$ для радарів РСА. Measuring and computing devices in technological processes, 84(4), 300–309. <https://doi.org/10.31891/2219-9365-2025-84-34>.
8. Kumar, A. A review on gain enhancement techniques of microstrip antenna [Text] / A. Kumar, R. Khandelwal, S. Singh, A. Kumar, A. Makhdumi // 2021 2nd International Conference on Intelligent Engineering and Management (ICIEM). – 2021. – P. 476–479, <https://doi.org/10.1109/ICIEM51511.2021.9445306>.
9. Das, H. Microstrip antenna: an overview and its performance parameter [Text] / H. Das, M. Sharma, Q. Xu // Smart Antennas: Latest Trends in Design and Application. – 2022. – P. 3–14, https://doi.org/10.1007/978-3-030-76636-8_1.
10. Компланарний хвилевід: переваги та недоліки [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://uk.admicrowave.com/knowledge/coplanar-waveguide-advantages-and-disadvantages> (дата звернення: 10.12.2025). – Назва з екрана.
11. Nwajana, A. O. A review on SIW and its applications to microwave components [Text] / A. O. Nwajana, E. R. Obi // Electronics. – 2022. – Vol. 11, no. 7. – Art. no. 1160, <https://doi.org/10.3390/electronics11071160>.

12. Чикун, Р. С. Аналіз сучасних діелектричних матеріалів та перспективи їх використання в мікросмужкових сенсорах гігагерцового діапазону [Текст] / Р. С. Чикун // *Радіоелектроніка та молодь у XXI столітті : матеріали 29-го Міжнар. молодіж. форуму, 16–19 квіт. 2025 р.* – Харків : ХНУРЕ, 2025. – Т. 1. – С. 84–86.
13. Verma, A. S. Dielectric constants of zinc-blende semiconductors [Text] / A. S. Verma, N. Pal, B. K. PCAkar, R. Bhandari, V. K. Jindal // *Physica Scripta.* – 2011. – Vol. 85, no. 1. – Art. no. 015705, <https://doi.org/10.1088/0031-8949/85/01/015705>.
14. Xu, F. Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide [Text] / F. Xu, K. Wu // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* – 2005. – Vol. 53, no. 1. – P. 66–73, <https://doi.org/10.1109/TMTT.2004.839303>.
15. Поплавко, Ю. М. Фізика діелектриків [Текст]. – Київ : НТУУ «КПШ», 2015. – 572 с.
16. Tapia, A. K. G. Charge carrier dynamics of ZnSe by optical-pump terahertz-probe spectroscopy [Text] / A. K. G. Tapia, N. Yamamoto, C. Ponseca, K. Tominaga // *2011 International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves.* – 2011. – P. 1–2, <https://doi.org/10.1109/irmmw-THz.2011.6105008>.
17. Saleh, M. Luminescence of undoped commercial ZnS crystals: A critical review and new evidence on the role of impurities using photoluminescence and electrical transient spectroscopy [Text] / M. Saleh, K. G. Lynn, L. G. Jacobsohn, J. S. McCloy // *Journal of Applied Physics.* – 2019. – Vol. 125, no. 7, <https://doi.org/10.1063/1.5084738>.
18. Чугай, О. М. Діелектричні, оптичні та фотоелектричні властивості кристалів АІВVI, вирощених з розплаву [Текст] : монографія / О. М. Чугай, С. В. Олійник, В. П. Колесник, О. О. Полубояров, Д. В. Слюсар, С. В. Сулима, О. О. Волошин. – Харків : Нац. аерокосм. ун-т ім. М. Є. Жуковського «Харків. авіац. ін-т», 2021. – 191 с.

19. Errandonea, D. Hall-effect and resistivity measurements in CdTe and ZnTe at high pressure [Text] / D. Errandonea, A. Segura, D. Martínez-García, V. Muñoz-San Jose // *Physical Review B*. – 2009. – Vol. 79, no. 12. – Art. no. 125203, <https://doi.org/10.1103/PhysRevB.79.125203>.
20. Олійник, С. В. Фізичні основи формування електричних та фотоелектричних властивостей кристалів АІІВІ і електричних властивостей багатокомпонентних покриттів [Текст] : дис. д-ра техн. наук: 01.04.07 / Олійник Сергій Володимирович. – Львів, 2024. – 321 с.
21. Doğru Balbaş, Ç. Growth, characterization and device applications of cadmium zinc telluride thin films [Text] : Ph.D. thesis / Ç. Doğru Balbaş. – Middle East Technical University, Graduate School of Natural and Applied Sciences, 2022.
22. Courtney, W.E. Complex permittivity of GaAs and CdTe at microwave frequencies [Text] / W.E. Courtney // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 1977. – V. 25, no. 8. – p. 697 – 701.

РОЗДІЛ 4

ОБРОБКА РАДІОЛОКАЦІЙНИХ ЗОБРАЖЕНЬ ДЛЯ РАДІОТЕХНІЧНОЇ СИСТЕМИ ФАНТОМІЗАЦІЇ КОСМІЧНИХ РСА

Ефективність застосування радіотехнічної системи фантомізації радіолокаційних зображень космічного РСА визначається точністю формування імітованих елементів, коректністю вибору ділянки фантомізації та наявністю шаблонів відповідних об'єктів в банку моделей системи фантомізації. При цьому треба враховувати контрзаходи, які можуть бути застосовані з боку космічної системи спостереження. Так, фантомні елементи на радіолокаційних зображеннях визначають за допомогою алгоритмів, що оцінюють наявність коректної радіолокаційної тіні таких елементів [1, 2]. До того ж відомі алгоритми когерентного виявлення змін на зображеннях [наприклад, 3] космічного РСА (коли, наприклад реальні об'єкти підміняють зображенням підстильної поверхні), які порівнюють знімки зроблені в різні моменти часу та аналізують не тільки амплітудні, а й фазові зміни відбитого сигналу. І, нарешті, приховані на радіознімках реальні об'єкти внаслідок не ідеальності систем фантомізації можуть залишати слабкі «сліди» на знімку, які також можливо виявити існуючими алгоритмами обробки зображень. Окреме питання – це коректний вибір ділянки підстильної поверхні для її фантомізації. Вибрана ділянка для фантомізації не повинна містити реальних об'єктів з великою ЕПР. Треба додати, що вже існують системи супутників з РСА типу ICEYE [4] або Capella Space [5], які здатні оглядати одну й ту саму ділянку поверхні з інтервалом 1 – 3 години. Це свідчить про те, що «імітація» радіолокаційних зображень може бути виявлена досить швидко і всі необхідні корекції в роботу радара фантомізації треба вносити оперативно. Зрозуміло, що в таких умовах, необхідно забезпечити і оперативність визначення ділянки фантомізації.

Заповнення банку моделей радару фантомізації шаблонами об'єктів, що планується імітувати, теж є важливою задачею, для виконання якої потрібна машинна обробка зображень космічних РСА. В результаті даної обробки необхідно виділити контури реальних об'єктів на зображенні, ідентифікувати їх, визначити радіолокаційний «портрет» об'єкта та помістити останній в банк моделей радару фантомізації.

Таким чином, розробка радару фантомізації для коректного його налаштування та високої ефективності дії потребує етапу обробки радіолокаційних зображень космічного РСА.

4.1 Методи обробки радіолокаційних зображень для радіотехнічної системи фантомізації космічних РСА

Згідно з результатами аналізу [6, 7], встановлено, що для оперативної обробки даних дистанційного зондування земної поверхні доцільно використовувати амплітудні характеристики сигналу. За такого підходу амплітуда ототожнюється з яскравістю пікселів РСА-зображення, що дозволяє застосовувати класичні методи обробки оптико-електронних даних для потреб системи фантомізації. У роботі [8] представлено порівняльне дослідження порогових методів сегментації, зокрема класичних та адаптованих алгоритмів глобального порогоування для зображень із високим рівнем спекл-шуму. Основними перевагами підходу [9] є простота та висока точність при виділенні обмеженої кількості сегментів (до трьох), проте питання забезпечення оперативності обробки залишилися відкритими.

Альтернативою є метод локального порогоування [10], де обробка виконується блочно. Перевагами цього підходу [10] є відсутність етапу навчання та висока адаптивність до параметрів зйомки, хоча значний обсяг обчислювальних операцій негативно впливає на загальну швидкість обробки.

Для дослідження динаміки змін сцен у часі в роботі [11] запропоновано текстурний метод на основі матриці співзустрічей. Підхід [11] ефективно

відображає структуру об'єктів та масштабується під різні умови зйомки, проте характеризується значною обчислювальною складністю та високою чутливістю до параметрів.

У статті [12] описано автоматизований метод вилучення текстурних ознак із сегментованих РСА-зображень. Його універсальність полягає у відсутності прив'язки до конкретних класів об'єктів, але ефективність результату повністю залежить від якості попередньої сегментації вхідних даних [9], що супроводжується високими витратами ресурсів.

Для ідентифікації цільових об'єктів в умовах обмеженої апріорної інформації в [13] застосовано гібридний підхід (кластеризація k-means та стратегія Data Augmentation). Метод [13] відрізняється гнучкістю, проте вимагає етапу навчання та є критичним до обсягу навчальної вибірки.

Модифікований алгоритм кластеризації (Organization Evolution Algorithm ISODATA) запропоновано в [14] для обробки складних ландшафтів сільськогосподарського призначення. Незважаючи на стійкість до шумів, недоліком [14] є суттєве зростання часу обчислень залежно від деталізації розбиття зображення.

У праці [15] описано робастний метод, що комбінує статистичне моделювання, фізичні ознаки та зіставлення з еталонами. Головним недоліком підходу [15] є необхідність створення бази шаблонів та складність процедури підбору параметрів функціонування.

Метод поєднання суперпікселів та структурного моделювання [16] демонструє вищу якість сегментації порівняно з базовими алгоритмами, проте результат [16] істотно залежить від заданих параметрів компактності та розміру суперпікселів.

Для класифікації поляриметричних даних у [17] запропоновано модель, що враховує ймовірнісний розподіл та просторове сусідство елементів. Універсальність методу [17] дозволяє обробляти гетерогенні типи місцевості, але висока складність алгоритму ускладнює його практичне застосування. Удосконалений підхід [18] дозволив спростити математичний апарат та знизити

кількість вхідних параметрів, забезпечивши стабільність до шумів, проте ітеративність процесу в [18] часто призводить до збіжності в точках локальних мінімумів.

Серед «регіональних» підходів виділяється метод зростання регіонів [19], що базується на статистичній однорідності. Він не потребує попередньої фільтрації спекл-шуму, але його ефективність [19] критично залежить від вибору початкових точок («seeds»).

Метод «вододілів», розглянутий у [20], дозволяє виділяти межі сегментів, трактуючи зображення як топографічну поверхню. Попри ефективність для водних поверхонь, підхід [20] схильний до надмірної сегментації та зазвичай використовується лише як допоміжний етап.

Для автоматичного виділення акваторій у [21] застосовано графовий метод з мінімізацією енергії. При високій точності розділення класів «вода–суша», недоліком [21] є вузька спеціалізація та обчислювальна складність побудови графа. Використання спеціалізованої генерації суперпікселів у [22] для поляриметричних зображень дозволило нівелювати вплив спекл-шуму, проте метод [22] вимагає обов'язкової попередньої обробки даних.

Сучасні нейромережеві підходи [23] (комбінація CNN та трансформерів) забезпечують оперативне виявлення кораблів на складному фоні, але вимагають значних обчислювальних потужностей для навчання. Аналогічно, гібридний метод (YOLO та трансформер) у [24] ефективно вирішує задачу сепарації згрупованих об'єктів, але залишається ресурсозатратним.

Порівняльний аналіз архітектур U-Net та DeepLabv3+ у [25] продемонстрував їхню гнучкість при сегментації водних об'єктів різної ширини, проте обмеженням методу [25] є можливість бінарної класифікації.

Двоетапний метод виділення контурів міської інфраструктури (детектор Канні та перетворення Хафа) представлено у [26]. При високій якості виділення контурів, підхід [26] було апробовано лише на оптичних даних. Генетичні алгоритми, запропоновані в [27], забезпечують високу точність сегментації, проте не враховують специфічні артефакти космічної зйомки, що вимагає

переходу до спрощених методів детектування меж. Удосконалений детектор меж для скорочення часу пошуку об'єктів у складних зонах представлено в [28], хоча він також характеризується високою складністю алгоритмічної реалізації.

Проведений аналіз свідчить, що існуючі методи обробки зображень для потреб фантомізації космічних РСА мають обмеження щодо оперативності та адаптивності. Це підтверджує актуальність розробки вдосконаленого методу обробки радіолокаційних зображень РСА космічного базування.

Таким чином, необхідно досягти мінімізації ймовірностей хибної тривоги та пропуску цілі (помилки першого та другого роду) шляхом впровадження методу експрес обробки радіолокаційних зображень РСА космічного базування для потреб фантомізації. Для реалізації цього необхідно сформулювати ключові етапи алгоритму оперативного пошуку ділянок фантомізації на РСА-знімках та здійснити експериментальну перевірку запропонованого підходу в умовах реального функціонування космічних систем спостереження. При цьому особлива увага приділяється процедурі локалізації областей фантомізації на радіозображеннях. Наукова гіпотеза ґрунтується на припущенні, що оптимізація інструментарію визначення ділянок втручання забезпечить підвищення точності обробки візуальних даних.

4.2 Алгоритм реалізації методу обробки зображень для радіотехнічної системи фантомізації космічних РСА

За основу даного алгоритму оперативної ідентифікації зон фантомізації на знімках космічних РСА [29] покладено підхід, описаний у роботі [30]. Ключовою відмінністю від базового методу є врахування специфічних характеристик радіолокаційного сигналу та структури РСА-зображень. Послідовність етапів реалізації запропонованого методу представлена на рис. 4.1.

Алгоритм оперативної ідентифікації областей фантомізації на РСА-зображеннях космічного базування включає такі ключові етапи:

1. зчитування вхідних даних з бортової системи радіолокаційного спостереження;
2. цифрове представлення знімка у формі двовимірного масиву інтенсивностей (8-бітна модель відтінків сірого з діапазоном значень [0; 255]);
3. попередня обробка для пригнічення спекл-шуму шляхом двовимірної згортки з ядром Гауса.

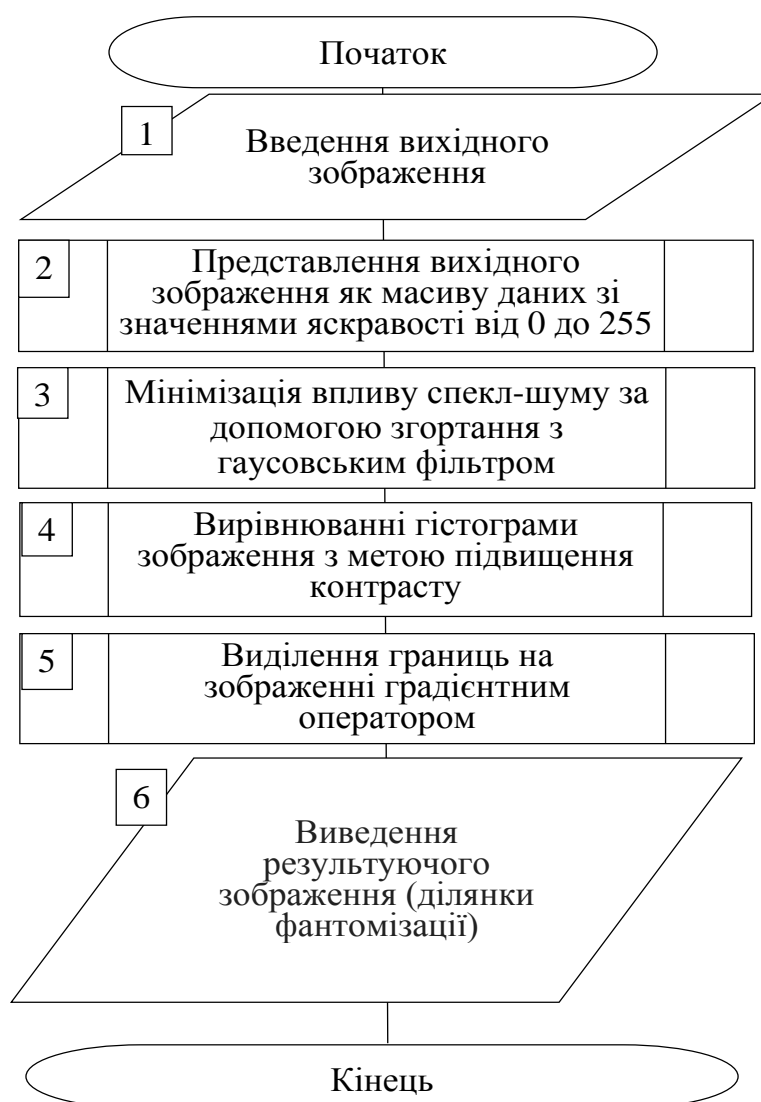


Рис. 4.1 – Алгоритм реалізації методу оперативного визначення областей фантомізації на зображеннях космічних РСА.

Спекл-шум є домінуючим фактором деградації якості зображень космічних РСА [6], що зумовлює необхідність його фільтрації. Для згладжування масиву даних у просторі Grayscale застосовано фільтр Гауса [31], математична модель якого описується виразом:

$$G(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \cdot e^{-\frac{x^2+y^2}{2\sigma^2}}, \quad (4.1)$$

де x, y – координати пікселя зображення (елементу масиву даних); σ – середнє квадратичне відхилення нормального розподілу.

4. Гістограмна корекція для підвищення контрастності зображення. На цьому етапі до попередньо відфільтрованих даних (після обробки фільтром Гауса) застосовується процедура вирівнювання гістограми. Це дозволяє розширити динамічний діапазон яскравості та підготувати зображення до точнішої сегментації контурів;
5. Детектування меж за допомогою градієнтних операторів.

Області зображення, в яких зафіксовано виражені границі цільових об'єктів, ідентифікуються як потенційні ділянки фантомізації на РСА-зображенні. Для виділення контурів об'єктів обрано метод просторової диференціальної фільтрації. Проаналізовано застосування найбільш поширених операторів дискретного диференціювання: Собеля, Робертса та Прюїтта. Вибір на користь цих обчислювально простих алгоритмів зумовлений жорсткими вимогами щодо оперативності локалізації областей фантомізації. Зокрема, для формування значень градієнтів у вертикальному та горизонтальному напрямках використано класичний оператор Собеля [30]. Обчислення компонентів похідних реалізується шляхом операції згортки з квадратними матрицями розміром 3×3 , що наведені у виразах:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & +1 \\ -2 & 0 & +2 \\ -1 & 0 & +1 \end{bmatrix}, \quad (4.2)$$

$$\begin{bmatrix} +1 & +2 & +1 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & -2 & -1 \end{bmatrix}. \quad (4.3)$$

Складові градієнтів G_x та G_y визначаються виразами:

$$G_x = \begin{bmatrix} 1 & 0 & +1 \\ -2 & 0 & +2 \\ -1 & 0 & +1 \end{bmatrix} * I, \quad (4.4)$$

$$G_y = \begin{bmatrix} +1 & +2 & +1 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & -2 & -1 \end{bmatrix} * I, \quad (4.5)$$

де I — масив даних радіолокаційного зображення, отриманий після послідовної фільтрації фільтром Гауса та гістограмної корекції; $*$ — символ математичної операції двовимірної згортки.

Обчислення значення градієнта G в кожному пікселі виконується згідно виразу:

$$G = \sqrt{G_x^2 + G_y^2}. \quad (4.6)$$

Напрямок градієнта G обчислюється згідно:

$$\Theta = \arctan\left(\frac{G_y}{G_x}\right). \quad (4.7)$$

Проаналізовано застосування оператора Прюїтта для детектування меж на зображенні з попередньо скоригованою гистограмою. Аналогічно до методу Собеля, обчислення наближених значень похідних по горизонталі та вертикалі здійснюється за допомогою квадратних матриць розміром 3 x 3, що наведено у наступних виразах:

$$\begin{bmatrix} -1 & 0 & +1 \\ -1 & 0 & +1 \\ -1 & 0 & +1 \end{bmatrix}, \quad (4.8)$$

$$\begin{bmatrix} +1 & +1 & +1 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & -1 \end{bmatrix}. \quad (4.9)$$

При застосуванні оператора Прюїтта складові градієнтів G_x та G_y визначаються як:

$$G_x = \begin{bmatrix} -1 & 0 & +1 \\ -1 & 0 & +1 \\ -1 & 0 & +1 \end{bmatrix} * I, \quad (4.10)$$

$$G_y = \begin{bmatrix} +1 & +1 & +1 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & -1 \end{bmatrix} * I. \quad (3.11)$$

На відміну від методу Собеля, даний дискретний оператор базується на використанні вагових коефіцієнтів 0 та 1 у структурі ядер, що забезпечує вищу обчислювальну простоту алгоритму. Розрахунок модуля та напрямку градієнта

G для кожного елемента зображення здійснюється за аналогією до виразів (4.6) та (4.7).

Також проаналізовано застосування оператора Робертса для детектування контурів на контрастованому зображенні. Ключовою відмінністю цього оператора від методів Собеля та Прюїтта є використання компактних квадратних матриць розміром 2×2 , математичне представлення яких наведено у наступних виразах:

$$\begin{bmatrix} +1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}, \quad (4.12)$$

$$\begin{bmatrix} 0 & +1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.13)$$

Складові градієнтів G_x та G_y при використанні оператора Робертса визначаються як:

$$G_x = \begin{bmatrix} +1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} * I, \quad (4.14)$$

$$G_y = \begin{bmatrix} 0 & +1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} * I. \quad (4.15)$$

Розрахунок величини та орієнтації градієнта G для кожного пікселя виконується аналогічно до процедур, описаних виразами (4.6) та (4.7).

б. Формування вихідних даних (візуалізація локалізованої ділянки фантомізації).

За результатами проведеного дослідження було модернізовано метод оперативної ідентифікації областей фантомізації на зображеннях космічної

радіолокації. Ключові відмінності запропонованого підходу від існуючих аналогів полягають у наступному:

- інтерпретація даних: РСА-зображення розглядається як двовимірна матриця, де значення яскравості кожного елемента в 8-бітній шкалі Grayscale відповідає амплітуді прийнятого радіолокаційного сигналу;
- адаптивна деноізація: забезпечено зниження впливу спекл-шуму шляхом застосування операції згортки з ядром Гауса;
- оптимізація інтенсивності: впроваджено етап гістограмної корекції для розширення динамічного діапазону та підвищення візуального контрасту;
- контурний аналіз: реалізовано детектування меж об'єктів із застосуванням градієнтних операторів;
- фінальна селекція: зони концентрації виділених контурів цільових об'єктів класифікуються як області фантомізації на радіолокаційному зображенні РСА космічного базування.

4.3 Експериментальна апробація методу обробки зображень для радіотехнічної системи фантомізації космічних РСА

Для проведення експериментальної перевірки розробленого методу як тестовий масив даних використано радіолокаційний знімок (рис. 4.2 [32]), отриманий із системи космічного спостереження. Даний знімок сформовано за допомогою космічної системи радіолокаційного моніторингу Sentinel-1 (Європейське космічне агентство) [32]. Первинні дані (рис. 4.2) подано у формі цифрової матриці, де кожен піксель відображає рівень інтенсивності сигналу у 8-бітному форматі (діапазон [0; 255] у відтінках сірого). Розподіл яскравості вихідного кадру ілюструє гістограма, наведена на рис. 4.3. Аналіз



Рис. 4.2 – Вихідне зображення з космічної радіолокаційної системи спостереження [32].

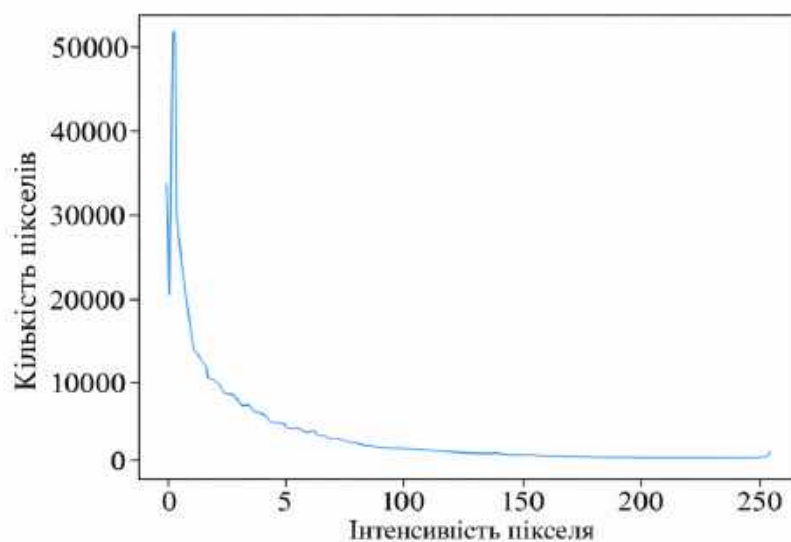


Рис. 4.3 – Гістограма вихідного зображення з космічної системи радіолокаційного спостереження.

рис. 4.3 свідчить про те, що розподіл яскравості пікселів зосереджений у вузькому діапазоні інтенсивностей. З метою нівелювання впливу специфічного спекл-шуму застосовано фільтрацію Гауса. На рис. 4.4 продемонстровано

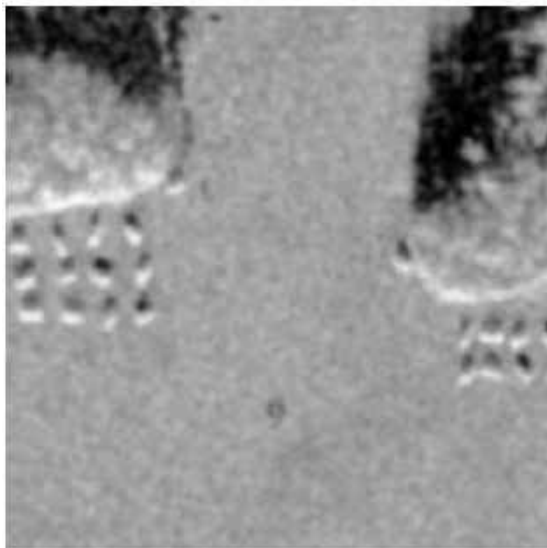


Рис. 4.4 – Результат згортання вхідного радіолокаційного зображення в колірній моделі відтінків сірого (рис. 4.3) з гаусовським фільтром.

результат виконання операції двовимірної згортки первинного радіолокаційного зображення (рис. 4.2) із гауссівським ядром у просторі відтінків сірого.

На подальшій стадії обробки дані, отримані після гауссівської фільтрації (рис. 4.4), було піддано процедурі вирівнювання гістограми для оптимізації контрастності. На рис. 4.5 продемонстровано фінальний результат застосування вдосконаленого методу оперативної локалізації зон фантомізації на РСА-зображенні, де для детектування контурів використано оператор Собеля.

Проаналізовано ефективність застосування оператора Прюїтта для сегментації меж на зображенні з оптимізованим гістограмним розподілом. На рис. 4.6 представлено результати ідентифікації зон фантомізації на даних космічної радіолокації, отримані за допомогою вдосконаленого методу з використанням вказаного градієнтного оператора.

Додатково досліджено застосування оператора Робертса як інструменту детектування контурів на зображенні з попередньо скоригованою

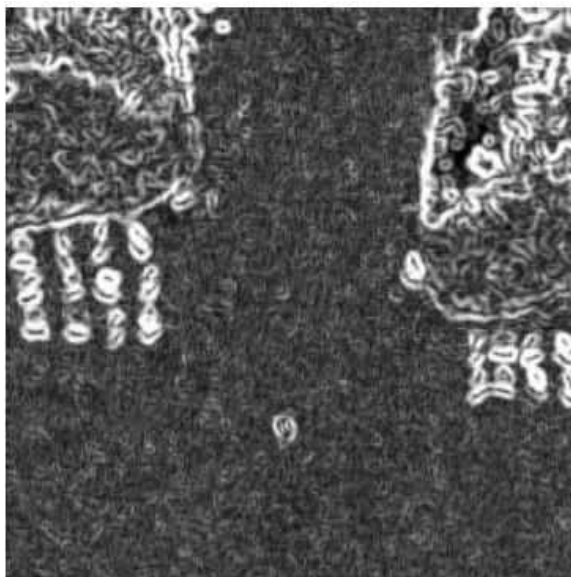


Рис. 4.5 – Результат роботи удосконаленого методу при застосуванні для виділення границь оператора Собеля.

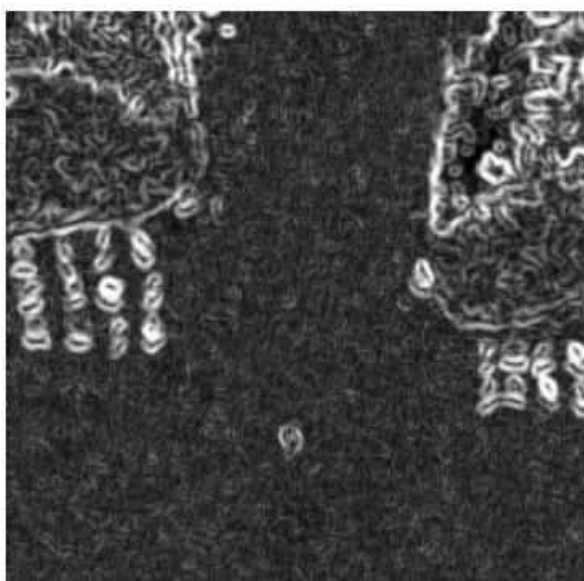


Рис. 4.6 – Результат роботи удосконаленого методу при застосуванні для виділення границь оператора Прюїтта.

гістограмою. Візуалізацію результатів роботи вдосконаленого методу ідентифікації зон фантомізації за умови використання градієнтного оператора Робертса представлено на рис. 4.7.

На основі аналізу результатів застосування вдосконаленого методу (рис. 4.5 – 4.7) здійснено успішну локалізацію зон фантомізації на радіолокаційних зображеннях космічного базування (рис. 4.8).

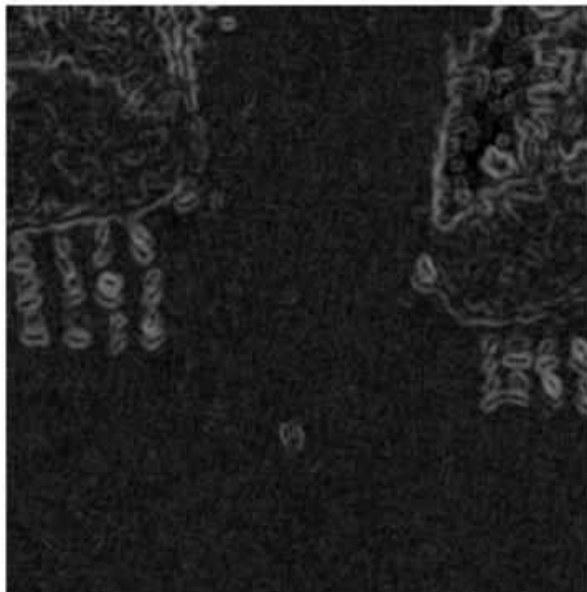


Рис. 4.7 – Результат роботи удосконаленого методу при застосуванні на останньому етапі для виділення границь оператора Робертса.

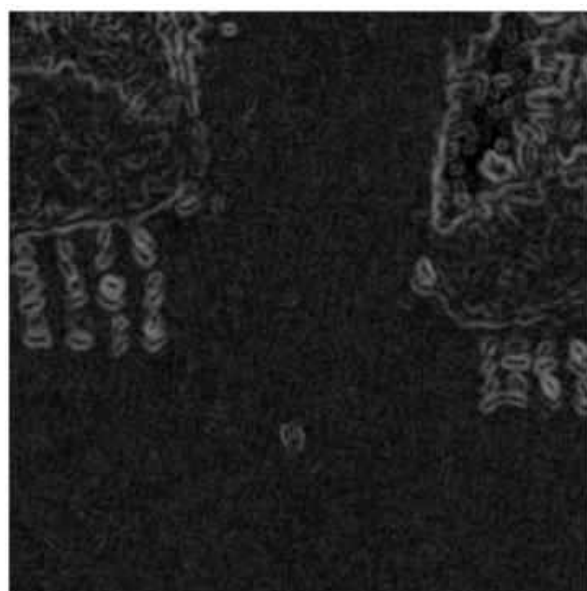


Рис. 4.8 – Зображення з космічної системи радіолокаційного спостереження з виділеними ділянками фантомізації.

Для обґрунтування вибору оптимального оператора детектування меж на завершальній стадії методу проведено статистичний аналіз ймовірностей помилок першого та другого роду. Для цього було проведено попіксельне порівняння вихідного і обробленого зображень і підраховано кількість пікселів, які помилково віднесені до об'єкту (помилка 1 роду) та помилково віднесені до тла (помилка 2 роду). Результати обчислення значень α_1 та β_2 для кожного з підходів узагальнено в табл. 4.1.

Таблиця 4.1

Помилки обробки першого (α_1) та другого (β_2) роду

Найменування методу сегментування	Помилка обробки першого роду (α_1), %	Помилка обробки другого роду (β_2), %
Застосування для виділення границь оператора Собеля	19,76	18,29
Застосування для виділення границь оператора Прюїтта	22,78	20,17
Застосування для виділення границь оператора Робертса	17,12	15,89

Аналіз даних табл. 4.1 підтверджує доцільність використання оператора Робертса на фінальному етапі детектування меж. Його застосування дозволило досягти вищої точності порівняно з аналогами, зокрема:

- ймовірність помилок першого роду скоротилася на 2,64% відносно оператора Собеля та на 5,66% відносно оператора Прюїтта;
- ймовірність помилок другого роду знизилася на 2,4% та 4,26% відповідно.

Попри те, що всі розглянуті оператори демонструють прийнятну працездатність у межах удосконаленого методу, для обробки даного типу РСА-зображень найбільш ефективним за критерієм мінімізації помилок є оператор Робертса.

4.4 ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 4

1. Сформовано послідовність етапів методу обробки зображень для радіотехнічної системи фантомізації космічних РСА, що включає імпорт первинних радіолокаційних даних та їх перетворення у цифровий масив інтенсивностей (формат Grayscale, 0–255), попередню обробку шляхом гауссівської фільтрації для нівелювання впливу спекл-шуму, гістограмну корекцію для розширення динамічного діапазону та підвищення контрастності, контурний аналіз із застосуванням градієнтних операторів, формування вихідного зображення з візуалізацією ідентифікованих ділянок фантомізації;
2. В ході експериментальних досліджень підтверджено працездатність методу та проведено порівняльний аналіз градієнтних операторів. Встановлено, що використання оператора Робертса на етапі детектування меж є найбільш ефективним для даного типу зображень. Це забезпечило зменшення ймовірності помилок першого роду на 2,64% порівняно з оператором Собеля та на 5,66% відносно оператора Прюїтта і зниження ймовірності помилок другого роду на 2,4% та 4,26%, відповідно.

Результати, викладені у розділі 3, опубліковано у роботі автора [29].

4.5 ЛІТЕРАТУРА ДО РОЗДІЛУ 4

1. Zhang, H., Quan, S., Xing, S., Wang, J., Li, Y., & Wang, P. (2023). Shadow-Based False Target Identification for SAR Images. *Remote Sensing*, 15(21), 5259. <https://doi.org/10.3390/rs15215259>
2. Tang, X., Zhang, X., Shi, J., Wei, S., & Yu, L. (2017, August). SAR deception jamming target recognition based on the shadow feature. In 2017 25th European Signal Processing Conference (EUSIPCO) (pp. 2491-2495). IEEE. <https://doi.org/10.23919/EUSIPCO.2017.8081659>

3. Preiss, M., & Stacy, N. J. (2006). Coherent change detection: Theoretical description and experimental results (No. DSTOTR1851).
4. Ignatenko, V., Laurila, P., Radius, A., Lamentowski, L., Antropov, O., & Muff, D. (2020, September). ICEYE microsatellite SAR constellation status update: Evaluation of first commercial imaging modes. In *IGARSS 2020-2020 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium* (pp. 3581-3584). IEEE. <https://doi.org/10.1109/IGARSS39084.2020.9324531>
5. Castelletti, D., Farquharson, G., Stringham, C., Duersch, M., & Eddy, D. (2021, July). Capella space first operational SAR satellite. In *2021 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium IGARSS* (pp. 1483-1486). IEEE. <https://doi.org/10.1109/IGARSS47720.2021.9554100>
6. Amitrano, D., Di Martino, G., Di Simone, A., & Imperatore, P. (2024). Flood Detection with SAR: A Review of Techniques and Datasets. *Remote Sensing*, 16(4), 656. <https://doi.org/10.3390/rs16040656>.
7. Pavlikov V., Zhyla S., Pozdniakov P., Kolesnikov D., Cherepnin H., Shmatko O., Tserne E. (2024). Foundations of radar synthesis theory of phantom objects formation in SAR images. *Radioelectronic and Computer Systems*. 4. 123–140. <http://nti.khai.edu/ojs/index.php/reks/article/view/2655>
8. Hrushko O., Zhytar D., Ilkiv E., Hrynishak M., Kukhtar D. (2025). Geospatial Analysis of War-Affected Areas in Ukraine Based on SAR and GIS Technologies: European Association of Geoscientists & Engineers: 18th International Conference Monitoring of Geological Processes and Ecological Condition of the Environment, Vol. 2025. P.1–5. DOI: <https://doi.org/10.3997/2214-4609.2025510159>.
9. Al-Bayati, M., & El-Zaart, A. Automatic Thresholding Techniques for SAR Images. (2013). *Signal & Image Processing : An International Journal (SIPIJ)*, 4 (3), 75–84. <https://doi.org/10.5121/csit.2013.3308>.
10. Tan, J., Tang, Y., Liu, B., Zhao, G., Mu, Y., Sun, M., & Wang B. (2023). A Self-Adaptive Thresholding Approach for Automatic Water Extraction Using

- Sentinel-1 PCA Imagery Based on OTSU Algorithm and Distance Block. *Remote Sensing*, 15(10), 2690. <https://doi.org/10.3390/rs15102690>.
11. Hillebrand, F. L., Prieto, J. D., Mendesjúnior, C. W., Arigony-Neto, J., & Simões, J. C. (2024). Gray Level Co-occurrence Matrix textural analysis for temporal mapping of sea ice in Sentinel-1A PCA images. *An. Acad. Bras. Ciênc*, 96 (suppl 2). <https://doi.org/10.1590/0001-3765202420240554>.
 12. Anusha, N., Vasanth, K., & Masurkar, S. (2024). Automated Extraction of Textural Features From Segmented Sentinel-1A Synthetic Aperture Radar Satellite Image Using Grey Level Co-Occurrence Matrix. *Procedia Computer Science*, 235, 2124–2134. <https://doi.org/10.1016/j.procs.2024.04.201>.
 13. Ying, Z., Liu, K., Piuri, V., Ying, Z., & Xu, Y. (2016). SAR automatic target recognition based on K-means and data augmentation. *Intelligent Information Processing (ICIP'16) : thesis of 1st Intern. Confer*, 52, 1–6. <https://doi.org/10.1145/3028842.30288>.
 14. Chen, Z., Cong, B., Hua, Z., Cengiz, K., & Shabaz, M. (2021). Application of clustering algorithm in complex landscape farmland synthetic aperture radar image segmentation. *Journal of Intelligent Systems*, 30, 1014–1025. <https://doi.org/10.1515/jisys-2021-0096>.
 15. Qin, J., Liu, Z., Ran, L., Xie, R., Tang, J., & Zhu, H. (2023). An SAR Image Automatic Target Recognition Method Based on the Scattering Parameter Gaussian Mixture Model. *Remote Sensing*, 15 (15):3800. <https://doi.org/10.3390/rs15153800>.
 16. Ma, F., Gao, F., Sun, J., Zhou, H., & Hussain, A. (2019). Weakly Supervised Segmentation of SAR Imagery Using Superpixel and Hierarchically AdverPCAial CRF. *Remote Sensing*, 11(5), 512. <https://doi.org/10.3390/rs11050512>.
 17. Yin, J. J., Liu, X., Yang, J., Chu, C.-Y., & Chang, Y.-L. (2020). PolPCA Image Classification Based on Statistical Distribution and MRF. *Remote Sensing*, 12(6), 1027. <https://doi.org/10.3390/rs12061027>.

18. Hu, G. C., & Zhao, Q. H. (2017). G0-WISHART distribution based classification from Polarimetric SAR images. *Annals of the Photogrammetry, Remote Sensing and Spatial Information Sciences (ISPRS)*, IV-2/W4. <https://doi.org/10.5194/isprs-annals-IV-2-W4-451-2017>.
19. Carvalho, E. A., Ushizima, D. M., Medeiros, F. N. S., Martins, C. I. O., & Marques, R. C. P. (2010). SAR imagery segmentation by statistical region growing and hierarchical merging. *Digital Signal Processing*, 20(5), 1365–1378. <https://doi.org/10.1016/j.dsp.2009.10.014>.
20. Guo, Z., Wu, L., Huang, Y., Guo, Z., Zhao, J., & Li, N. (2022). Water-Body Segmentation for SAR Images: Past, Current, and Future. *Remote Sensing*, 14(7), 1752. <https://doi.org/10.3390/rs14071752>.
21. Bao, L., Lv, X., & Yao, J. (2021). Water Extraction in SAR Images Using Features Analysis and Dual-Threshold Graph Cut Model. *Remote Sensing*, 13(17), 3465. <https://doi.org/10.3390/rs13173465>.
22. Li, M., Zou, H., Qin, X., Dong, Z., Sun, L., & Wei J. (2023). Superpixel Generation for Polarimetric SAR Images with Adaptive Size Estimation and Determinant Ratio Test Distance. *Remote Sensing*, 15(4), 1123. <https://doi.org/10.3390/rs15041123>.
23. Li, K., Zhang, M., Xu, M., Tang, R., Wang, L., & Wang, H. (2022). Ship Detection in SAR Images Based on Feature Enhancement Swin Transformer and Adjacent Feature Fusion. *Remote Sensing*, 14(13), 3186. <https://doi.org/10.3390/rs14133186>.
24. Zhao, K., Lu, R., Wang, S., Yang, X., Li, Q., & Fan, J. (2023). ST-YOLOA: a Swin-transformer-based YOLO model with an attention mechanism for SAR ship detection under complex background. *Frontiers in Neurorobotics*. <https://doi.org/10.3389/fnbot.2023.1170163>.
25. Dewi, N. P. K., Suputra, P. H., Paramartha, A.A. G. Y., Dewi, L. J. E., Varnakovida, P., & Aryanto, K. Y. E. (2025). River Area Segmentation Using Sentinel-1 SAR Imagery with Deep-Learning Approach. *Geomatics and*

- Environmental Engineering, 19, 4, 39-63.
<https://doi.org/10.7494/geom.2025.19.4.39>.
26. Ruban, I., Makoveichuk, O., Khudov, V., Khizhnyak, I., Khudov, H., Yuzova, I., & Drob, Y. (2019). The method for selecting the urban infrastructure objects contours. *Problems of Infocommunications. Science and Technology : thesis of 6 Intern. scient.-pract. confer. Kiev*, 689–693. <https://doi.org/10.1109/PICST47496.2019.9061267>.
27. Ruban, I., Khudov, H., Makoveichuk, O., Khudov, V., Kalimulin, T., Glukhov, S., Arkushenko, P., Kravets, T., Khizhnyak, I., & Shamrai, N. (2022). Methods of UAVs images segmentation based on k-means and a genetic algorithm. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 4(9(118)), 30–40. <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2022.263387>.
28. Khudov, H., Makoveichuk, O., Khizhnyak, I., Shamrai, N., Glukhov, S., Lunov, O., Lohachov, S., Chervotoka, O., & Halosa, A. (2022). The Method for Determining Informative Zones on Images from On-Board Surveillance Systems. *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*, 12 (08), 61–69. https://doi.org/10.46338/ijetae0822_08.
29. Khudov, H., Makoveichuk, O., Khizhnyak, I., Huriev, D., Popov, A., Oliynick, S., Malashta, P., Sydorov, Y., Rohulia, O., Adamchuk, M. (2025). Improving a method that rapidly determines the phantomization areas in an image acquired from a space-based radar observation system. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 6(9), p. 67 – 76. <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2025.347659>
30. Khudov, H., Khudov, R., Khizhnyak, I., Hridasov, I., & Hlushchenko, P. (2025). The small aerial objects segmentation method on optical-electronic images based on the Sobel edge detector. *Advanced Information Systems*, 9 (2), 5–10. <https://doi.org/10.20998/2522-9052.2025.2.01>.
31. Gonzalez, R., & Woods, R. E. (2002). *Digital Image Processing*. 2nd ed. Prentice Hall, 816 p.
32. Available at: <https://sentinels.copernicus.eu/copernicus/sentinel-1>.

ВИСНОВКИ

При виконанні дисертаційного дослідження було вирішено важливу науково-прикладну задачу — встановлено принципи та особливості формування фантомних радіолокаційних зображень, а також обґрунтовано застосування інтегрованих у підкладку хвилеводів на кристалах $A^{II}B^{VI}$ в радіотехнічних системах фантомізації для протидії космічним РСА. Отримані наступні нові наукові та практичні результати:

1. Запропоновано єдину концепцію та принципи побудови радару фантомізації зображень космічних РСА. Набули подальшого розвитку математичні моделі сигналів космічного РСА, параметри та особливості структури системи «РСА – радар фантомізації», що важливо з огляду формування фантомних радіолокаційних зображень. Із їх застосуванням та на основі статистичної теорії радіотехнічних систем було сформовано детальну структуру прийомного та передавального трактів радіотехнічної системи фантомізації космічних РСА. Визначено принцип і особливості формування сигналу фантомізації та встановлено його коректність. Встановлено, що для реалізації передавача радару фантомізації необхідним є новий аналоговий фазообертач, який характеризується швидкодією, плавною керованою зміною фази, низькими НВЧ-втрати при високій електричній міцності, мінімальними масогабаритними показниками.
2. Застосування обґрунтованого функціоналу правдоподібності для системи «радар фантомізації – космічний РСА» дозволило визначити граничні середньоквадратичні похибки оцінок параметрів ЛЧМ-сигналу у приймальному каналі радіолокатора фантомізації. Здійснено оцінку впливу похибок оцінювання параметрів сигналу РСА на роботу радару фантомізації при його технічній реалізації.

3. Вперше розроблено теоретичні основи проектування SIW-хвилеводів на основі напівпровідникових кристалів групи $A^{II}B^{VI}$ та обґрунтовано важливість їх застосування для побудови радарів фантомізації. Із застосуванням моделі універсального діелектричного відгуку Джоншера здійснено кількісне оцінювання комплексної діелектричної проникності для ZnS, ZnSe, ZnTe, CdTe та CdZnTe у мікрохвильовому діапазоні частот. Проведено аналітичний розрахунок геометричних та електродинамічних параметрів SIW-хвилеводів на базі кристалів $A^{II}B^{VI}$ для декількох частот з діапазону 1 – 100 ГГц. Встановлено принципи та особливості реалізації аналогового фазообертача на основі SIW-хвилеводу на кристалах CdZnTe плавно керованого фотозбудженням для передавача радару фантомізації.
4. Запропоновано метод обробки зображень для радіотехнічної системи фантомізації космічних РСА, принцип якого полягає в представленні радіолокаційного зображення у вигляді двомірного масиву пікселів в градаціях сірого і його послідовної обробки згортанням з гаусовським фільтром, вирівнюванням гістограми зображення, градієнтним оператором. Обґрунтовано, що попереднє визначення просторових зон для створення фантомних об'єктів є необхідним етапом для успішної імітаційної протидії космічним РСА. Встановлено, що застосування оператора Робертса для виділення границь об'єктів інтересу на заключному етапі зазначеного методу знижує помилки першого та другого роду на $\approx 2 - 6 \%$ порівняно із застосуванням операторів Собеля і Прюїтта.

ДОДАТОК А. СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЙНОЇ РОБОТИ

Статті у виданнях, що реферуються у базі даних Scopus:

1. Foundations of radar synthesis theory of phantom objects formation in PCA images / V. Pavlikov, S. Zhyla, P. Pozdniakov, D. Kolesnikov, H. Cherepnin, O. Shmatko, O. Odokiienko, P. Malashta, E. Tserne // Radioelectronic and Computer Systems. – Kharkiv, 2024. – № 4(112). – P. 123–140. <https://10.32620/reks.2024.4.11> (Scopus Q3);
2. Khudov, H., Makoveichuk, O., Khizhnyak, I., Huriev, D., Popov, A., Oliynick, S., **Malashta, P.**, Sydorov, Y., Rohulia, O., Adamchuk, M. (2025). Improving a method that rapidly determines the phantomization areas in an image acquired from a space-based radar observation system. Eastern-European Journal of Enterprise Technologies, 6(9), p. 67 – 76. <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2025.347659> (Scopus Q3).

Статті у виданнях категорії Б:

3. Павліков, В.В., Поздняков, П.В., Церне, Е.О., Колесніков, Д.В., Перетяцько, М.С., **Малашта, П.П.** (2024). Теорія фантомізації радіозображень РСА: базові відомості та обґрунтування розмірів ділянки фантомізації. Авіаційно-космічна техніка і технологія, (5), 72–84. <https://doi.org/10.32620/aktt.2024.5.08>.
4. Олійник, С., Чугай, О., Одокієнко, О., **Малашта, П.**, Денисюк, Т. (2025). Теоретичні основи розробки SIW – хвилеводів на кристалах $A^{II}B^{VI}$ для радарів РСА. Measuring and computing devices in technological processes, 84(4), 300–309. <https://doi.org/10.31891/2219-9365-2025-84-34>.

Патенти:

5. Заявка на патент на корисну модель «Спосіб оперативного вибору ділянки фантомізації на зображенні з космічної системи радіолокаційного

спостереження на основі оператора Прюїтта», МПК G06T 7/11, G06K 9/46, 9/64, подано 31.12.2025, Автори Чугай О.М., Попов А.В., Олійник С.В., Малашта П.П. та ін.

Наукові праці, які засвідчують апробацію матеріалів дисертації:

6. Pavlikov, V., Volosiuk, V., Kolesnikov, D., Kosharskyi, V., Cherepnin, H., **Malashta, P.** (2024, September). Concept of radars synthesis theory for creating phantom objects in PCA images. In 2024 14th International Conference on Advanced Computer Information Technologies (ACIT) (pp. 695-698). IEEE. <https://doi.org/10.1109/ACIT62333.2024.10712456>.

7. Pavlikov, V., Zhyla, S., Pozdniakov, P., Kolesnikov, D., Cherepnin, H., **Malashta, P.** (2024, October). Basic Geometric Relations, Parameters and Characteristics of Theory for Phantomizing of PCA Images. In 2024 IEEE 17th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET) (pp. 312-316). IEEE. <https://doi.org/10.1109/TCSET64720.2024.10755612>.

8. Pavlikov, V., Peretyatko, M., Pozdniakov, P., **Malashta, P.**, Kolesnikov, D., & Tserne, E. (2025, September). Radio Channel Design for Radio Pulse Parameters Estimation in Image Phantomization Radar. In 2025 15th International Conference on Advanced Computer Information Technologies (ACIT) (pp. 753-757). IEEE. <https://doi.org/10.1109/ACIT65614.2025.11185600>.

9. Pavlikov, V., Peretyatko, M., **Malashta, P.**, Tserne, E., Popov, A., & Kolesnikov, D. (2025, September). Research on the Marginal Errors of Estimates of LFM Signal Parameters in the Receiving Channel of a Phantomization Radar. In 2025 15th International Conference on Advanced Computer Information Technologies (ACIT) (pp. 749-752). IEEE. <https://doi.org/10.1109/ACIT65614.2025.11185842>

ДОДАТОК Б АКТ ВПРОВАДЖЕННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЙНОЇ РОБОТИ

ЗАТВЕРДЖУЮ
Проректор з НІР
Національного аерокосмічного
університету «Харківський
авіаційний інститут»



Андрій ГУМЕННИЙ

« 20 » травня 2026 р.

АКТ

про впровадження результатів наукового дослідження аспіранта
кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем
МАЛАШТИ Павла Петровича
на здобуття наукового ступеня доктора філософії
за спеціальністю 172 Телекомунікації та радіотехніка

Комісія у складі:

голови – в. о. завідувача кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем, д.т.н., доцента, Сергія ОЛІЙНИКА,

членів комісії:

д.т.н., доцента, професора кафедри Анатолія ПОПОВА,

к.т.н., с.н.с., доцента кафедри Олександра АБРАМОВА,

склала цей акт про те, що наукові положення і результати, отримані у результаті наукового дослідження, зокрема:

- розроблено концепцію системи фантомізації радіолокаційних зображень космічного РСА;
- визначено просторово-часові параметри взаємодії «РСА – радар фантомізації»;
- отримано формули для розрахунку зон потенційної фантомізації за розрізнявальною здатністю РСА;
- створено модель зондувального сигналу РСА з урахуванням діаграми спрямованості антени;
- сформовано архітектуру космічного РСА та структурну схему радара фантомізації;

були впроваджені у навчальному процесі кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем у вигляді теоретичного та практичного матеріалу в навчальних дисциплінах: «Формування та обробка зображень у оптичних та радіолокаційних системах», «Сучасні методи та системи дистанційного зондування», що викладаються для здобувачів другого (магістерського) рівня вищої освіти за спеціальністю G5 «Електроніка, електронні комунікації, приладобудування та радіотехніка».

Це дозволило оновити вищевказані навчальні дисципліни шляхом впровадження нових науково-технічних досягнень у програми дисциплін, покращити наочність теоретичних положень, фундаментальну та практичну спрямованість навчального процесу, підвищити зацікавленість здобувачів та якість викладання.

Голова комісії:



Сергій ОЛІЙНИК

Члени комісії:



Анатолій ПОПОВ

Олександр АБРАМОВ

«16» травня 2026 р.