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

Кваліфікаційна наукова праця
На правах рукопису

Нгуен Ван Хиу

УДК 621.396.96

ДИСЕРТАЦІЯ

Метод активного апертурного синтезу для формування радіозображень при дистанційному зондуванні з аерокосмічних носіїв

Спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка
Галузь знань 17 – Електроніка та телекомунікації

Подається на здобуття наукового ступеня доктора філософії

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

(підпис) Нгуен Ван Хиу

Науковий керівник
Павліков Володимир Володимирович
доктор технічних наук,
старший науковий співробітник.

Харків – 2020

АНОТАЦІЯ

Нгуен Ван Хиу Метод активного апертурного синтезу для формування радіозображень при дистанційному зондуванні з аерокосмічних носіїв. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора філософії за спеціальністю 172 – телекомунікації та радіотехніка. Національний аерокосмічний університет ім. М. Є. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Харків, 2020.

Дисертаційне дослідження спрямоване на розроблення і дослідження методу активного апертурного синтезу, який доцільно використовувати для формування радіозображень у зоні огляду, яка традиційно не оглядається з аерокосмічних носіїв. Ця зона обмежена кутами огляду ±15°від напрямку в надир і традиційно не переглядається радіолокаціними засобами формування зображень у зв'язку з низькою розрізнювальною здатністю радарів за просторовими координатами. Особливістю розроблюваного методу є використання широко/надширокосмугових стохастичних сигналів, які дозволяють реалізувати у розроблюваному методів переваги спектрального апертурного синтезу.

Об'єктом дослідження є оброблення просторово-часових широко/надширокосмугових сигналів.

Предметом дослідження є статистично оптимальний метод синтезу аерокосмічних активних радіотехнічних систем формування радіозображень за рахунок обробки просторово-часових широко/надширокосмугових стохастичних полів.

Необхідність у досліджені викликана тим, що на сьогодні активні радари формують радіозображення у діапазоні кутів 15°-50° від надиру праворуч і ліворуч від напрямку польоту. Ці зображення пропорційні питомій ефективній поверхні розсіювання. Зона ж у ±15° від напрямку в надир переглядається у оптичному і інфрачервоному діапазонах, які є залежними від метеоумов, а

оптичне – ще й від часу доби. Використання для цих задач пасивних радарів дозволяє сформувати радіозображення, яке є пропорційним ефективній шумовій температурі підстильної поверхні (з урахуванням перевідбиття сторонніх джерел випромінювання). Тобто, якщо поєднати радіозображення активного і пасивного радарів, розміщених на аеркосмічному носієві, то на знімках вони будуть містити різну фізичну сутність зображень. При цьому перерахунок зображень, отриманих пасивними радарами, у зображення, отримані активними радарами, надзвичайно складний і для більшості реальних підстильних поверхонь не може бути реалізований однозначно.

Для вирішення наукового завдання дисертаційного дослідження (синтезу методу оброблення НШС сигналів в радіотехнічних системах активного апертурного синтезу для формування радіозображень з високою просторовою роздільною здатністю) потребувалося вирішити низку часткових задач, які у сукупності дозволили отримати основні пункти новизни і вирішити основне наукове завдання.

Так у дисертаційній роботі виникла необхідність в удосконаленні математичної моделі стохастичного надширокосмугового радіосигналу з гаусівським розподілом. Це удосконоалення стосувалося чіткого визначення інформації щодо частотнозалежного питомого комплексного коефіцієнта відбиття підстильної поверхні в моделі сигналу. Завдякий цьому вдалося отримати аналітичний вираз для матриці просторво-часових кореляційних функцій, необхідний для вирішенян задачі синтезування алгоритму оптимального/квазіоптимального оброблення просторово-часових сигналів.

Далі у роботі отримав подальший розвиток метод активного апертурного синтезу, який на відміну від традиційних пасивних систем апертурного синтезу забезпечує формування радіозображеннь у зоні огляду ±15° від надиру, радіозображення пропорційне питомій ефективній поверхні розсіювання, а не еквівалентній шумовій температурі, як це характерно для класичних систем апертурного синтезу. Метод активного апертурного синтезу передбачає наявність джерела стохастичного широко/надширокосмугового

радіовипромінювання, яке при перевідбитті підстильною поверхнею, обробляється у багатьої крокореляційних каналах і дозволяє формувати радіозображення, яке є пропорційним питомій ефективній площі відбиття. Це дозволяє комплексувати існуючі радари з синтезуванням апертури з радаром, який реалізує метод активного апертурного синтезу. При цьому зона огляду з аерокосмічного носія стає суцільною у діапазоні кутів ±50°, тобто розширюються на 30°.

Для дослідження методу активного апертурного синтезу у роботі було визначено аналітичний вираз для функції невизначеності. Це дозволило моделюванням обґрунтовувати вибір ширини смуги пропускання радіосистеми при фіксованій геометрії розміщення елементів приймальної антенної системи. Вираз для функції невизначеності необхідний і для розрахунку інших ймовірністних параметрів і характеристик роботи радара.

Проведені моделювання радіозображень для різних антенних систем дозволив визначити, що якість радіозображень не завжди задовольняє вимогам до візуального розпізнавання об’єктів на підстильній поверхні. Тому у дисертаційному дослідженні було удосконалено метод вторинного оброблення радіозображень. Цей метод ґрунтується на оптимальній фільтрації функціями, які є зворотними до функції невизначеності радіосистеми, та дозволяє підвищити візуальну якість зображень.

Ключові слова: дистанційне зондування, метод активного апертурного синтезу, статистчний синтез алгоритму оброблення сигналів, формування радіозображень, стохастичні радіосигнали, широкосмугові просторово-часові сигнали.

ABSTRACT

Nguyen Van Huu Method of active aperture synthesis for radar imaging by remote sensing from aerospace carriers – Qualifying scientific work on the rights of a manuscript.

Thesis for a Candidate Degree in Engineering (Doctor of Philosophy) in specialty 172 – "Telecommunications and Radio Engineering". National Aerospace University "Kharkiv Aviation Institute", Kharkiv, 2020.

The dissertation research is aimed at developing and researching the method of active aperture synthesis, which is advisable to use for the formation of a radio image in the viewing area, which traditionally does not inspect by aerospace carriers. This area is limited by viewing angles of ± 15° from the direction to the nadir and is traditionally not viewed by radars by means of imaging due to the low resolution of radars in spatial coordinates. A feature of the developed method is the use of wide / ultra-wideband stochastic signals, which make it possible to realize the advantages of spectral aperture synthesis in the developed method.

The object of research is the processing of space-time wide / ultra-wideband signals.

The subject of this research is a statistically optimal method for the synthesis of aerospace active radio-technical systems for the formation of radio images by processing spatio-temporal wide / ultra-wideband stochastic fields.

The need for research is caused by the fact that today active radars formation of radio images in the range of angles 15 ° -50 ° from Nadir to the right and left of the flight direction. These images are proportional to the specific effective scattering surface. The zone at ± 15 ° from the direction to the nadir is revised in the optical and infrared ranges, which are dependent on meteorological conditions, and the optical range also depends on the time of day. The use of passive radars for these tasks allows you to generate a radio image that is proportional to the effective noise temperature of the underlying surface (taking into account the reflection of external radiation sources). That is, if we combine the radio images of active and passive radars placed on an

aerospace carrier, then in the images they will contain a different physical essence of the images. At the same time, the recalculation of images obtained by passive radars into images obtained by active radars is extremely complicated and cannot be unambiguously realized for the majority of real underlying surfaces.

To solve the scientific problem of dissertation research (synthesis of a method for processing UWB signals in radio engineering systems of active aperture synthesis for the formation of a radio image with high spatial resolution) was required to solve a number of particular problems, which together made it possible to obtain the main points of the novelty and solve the main scientific problem.

So, in the dissertation work, the need arose to improve the mathematical model of a stochastic ultra-wideband radio signal with a Gaussian distribution. This was particularly related to the clear definition of information about the frequency-lying specific complex reflection coefficient of the underlying surface in the signal model. Thence, it was possible to obtain an analytical expression for the matrix of space-time correlation functions, which is necessary for solving the problem of synthesizing an algorithm for optimal / quasi-optimal processing of space-time signals.

Further in the work, the method of active aperture synthesis was further developed, which, in contrast to traditional passive systems of aperture synthesis, ensures the formation of radio images in the viewing area of ± 15 ° from the nadir, the radio image is proportional to the specific effective scattering surface, and not to the equivalent noise temperature, as is typical for classical systems of aperture synthesis. The method of active aperture synthesis assumes the presence of a source of stochastic wideband / ultra-wideband radio emission, which in case of multiple reflections by the underlying surface, is processed in many cross-correlation channels and allows the formation of a radio image, which is proportional to the specific effective reflection area. This makes it possible to combine existing synthetic aperture radars with a radar that implements the active aperture synthesis method. In this case, the field of view of the aerospace carrier becomes continuous in the angle range of ± 50°, that is, it expands by 30°.

To analysis, the method of active aperture synthesis, an analytical expression for the uncertainty function was determined in the work. This allowed modeling to substantiate the choice of the bandwidth of the radio system with a fixed geometry of the placement of the elements of the receiving antenna system. The expression for the uncertainty function is also necessary for calculating other irregular parameters and characteristics of the radar operation.

The conducted simulations of the radio image for various antenna systems made it possible to determine that the quality of the radio image does not always meet the requirements for visual recognition of objects on the underlying surface. Therefore, in the dissertation research the method of secondary processing of radio images was improved. This method relies on optimal filtering with functions that are reversible to the ambiguity function of the radio system to improve the visual quality of images.

Keywords: remote sensing, method of active aperture synthesis, statistical synthesis of signal processing algorithm, formation of radio images, stochastic radio signals, wide-band space-time signals.

Список публікацій здобувача за темою дисертації

1. Imaging by aerospace radar systems with active aperture synthesis / O. A. Daki, Nguen Van Huu, V. V. Pavlikov, A. D. Sobkolov, O. M. Tymoschuk // Telecommunications and Radio Engineering, Volume 78, 2019, Issue 14, pages 1233-1247. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v78.i14.20. ISSN Print: 0040-2508, ISSN Online: 1943-6009 URL: www.dl.begellhouse.com/journals/0632a9d54950b268,5cfa71f20d3685c2,030303715bf746eb.html (Особистий внесок полягає у розробленні методу високоточного радіобачення для огляду зони від -15 ° до + 15 ° від надиру з аерокосмічних носіїв)
2. Алгоритмы первичной и вторичной обработки сигналов в системах активного апертурного синтеза / В. В. Павликов, В. К. Волосюк, Нгуен Ван Хиу, А. В. Одокиенко // Авиационно-космическая техника и технология, 2019, № 6(158), С. 54-67. doi: 10.32620/aktt.2019.6.07 (Особистий внесок полягає у розроблені методу вторинного оброблення радіозображень, отриманих у системах радіобачення, який засновано на ідеї інверсної фільтрації функцією, яка є зворотною до функції невизначеності)
3. Algorithm for unbiased estimation of microwave radiation parameters in a modulation radiometer / V. V. Kosharskyi, M. V. Nechyporuk, V. H. Nguyen, O. V. Odokienko, V. V. Pavlikov, Valerii K. Volosyuk, E. O. Tserne // Telecommunications and Radio Engineering, Volume 79, 2020, Issue 10, pages 865-881. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v79.i10.40. ISSN Print: 0040-2508, ISSN Online: 1943-6009. URL: http://www.dl.begellhouse.com/journals/0632a9d54950b268,7ba5457a041f690d,36a7e0690b07672e.html (Особистий внесок полягає у синтезі алгоритму оброблення радіосигналів з урахуванням операції усунення зміщення коефіцієнту підсилення приймача)
4. Pavlikov V. V. A New Method of Multi-Frequency Active Aperture Synthesis for Imaging of SAR Blind Zone / V. V. Pavlikov, V. K. Volosyuk, S. S. Zhyla, Huu Nguyen Van, Kiem Nguyen Van // The Experience of Designing and Application of CAD Systems in Microelectronics. CADSM'2017 : proc. of the 14th Intern. conf., Feb. 21–25, 2017, Polyna-Svalyava (Zakarpattya), Ukraine. – [Polyna-Svalyava], 2017. – P. 118-120. doi: 10.1109/CADSM.2017.7916099 URL : https://ieeexplore.ieee.org/document/7916099
5. Pavlikov V.V. UWB Active Aperture Synthesis Radar: The Operating Principle and Development of the Radar Block Diagram / Vladimir Pavlikov, Valery Volosyuk, Semen Zhyla, Huu Nguyen Van, Kiem Nguyen Van // IEEE Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium. MRRS-2017 : proc. of the Intern. conf., Aug., 29-31,

2017, Kyiv, Ukraine. – [Kyiv], 2017. P. 27-30. doi: 10.1109/MRRS.2017.8075018 URL : https://ieeexplore.ieee.org/document/8075018/

6. Two Frequency Radiometric Complex for Atmosphere Research / Odokienko O.V., Pavlikov V.V, Ruzhentsev N.V., Sobkolov A.D., Van Huu Nguyen, Volosyuk V.K., Zhyla S.S. // Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications, and Computer Science. TCSET'2018 : proc. of the XII Intern. conf., Feb. 20–24, 2018, Lviv-Slavsko, Ukraine. – [Lviv-Slavsko], 2018. – P. 8-11. doi: 10.1109/TCSET.2018.8336149 URL : https://ieeexplore.ieee.org/document/8336149

7. Active Aperture Synthesis Radar For High Spatial Resolution Imaging / V.V. Pavlikov, V.K. Volosyuk, S.S. Zhyla, Van Huu Nguyen // 9th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS-2018) Odessa, Ukraine, in 4 – 7 of September, 2018. – P. 8-11. doi: 10.1109/TCSET.2018.8336149 URL : https://ieeexplore.ieee.org/document/8336149

8. UWB Aperture Synthesis Investigation of Spatio-Spectral Sensitivity Domain / V.V. Pavlikov, Huu Nguyen Van, S.S. Zhyla, V.S. Dobryak, A.D. Sobkolov, A.V. Odokienko // International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo-2018) September 10-14, 2018, Odesa, Ukraine – P. 8-11. doi: 10.1109/TCSET.2018.8336149 URL : https://ieeexplore.ieee.org/document/8336149

9. Spectral Aperture Synthesis Method / V. Pavlikov, Nguen Van Huu, S. Zhyla and S. Sobkolov // International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications Science and Technology (PIC S&T) , 2019, Kyiv, Ukraine, pp. 626-631.

10. Signal Processing Algorithm for Active Aperture Synthesis Systems / V. Pavlikov, V. Volosyuk, S. Zhyla, Huu Nguyen Van, Kiem Nguyen Van, A. Sobkolov // The Experience of Designing and Application of CAD Systems in Microelectronics. CADSM'2019 : proc. of the 15th Intern. conf., 26 Feb. – 2 Mar., 2019, Polyna-Svalyava (Zakarpattya), Ukraine. – [Polyna-Svalyava], 2019. – P. P/9-P/12.

11. Quasioptimal Spatiotemporal Signal Processing Algorithm for Radar Imaging / V. V. Pavlikov, M. V. Nechyporuk, Nguyen Van Huu, A. D. Sobkolov // Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications, and Computer Science. TCSET'2020 : proc. of the XIII Intern. conf., Fb. 25–29, 2020, Lviv-Slavsko, Ukraine. – [Lviv-Slavsko], 2020. – P. 165−170.

ЗМІСТ

ABSTRACT 5

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ 13

ВСТУП 14

РОЗДІЛ 1 ОГЛЯД СИСТЕМ ФОРМУВАННЯ РАДІОЗОБРАЖЕНЬ З АЕРОКОСМІЧНИХ НОСІЇВ 24

1.1 Радіолокаційні станції з синтезуванням апертури антени 24

1.2 Системи апертурного синтеза 31

1.3 Особливості формування зображень РСА та систем АС 46

1.4 Постановка задач дослідження. Фізичні передумови метода формування радіозображень з аерокосмічних носіїв 47

Висновки до розділу 51

Література до першого розділу 52

РОЗДІЛ 2 МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ВИПАДКОВОГО НАДШИРОКОСМУГОВОГО СИГНАЛУ З ГАУСІВСЬКИМ РОЗПОДІЛОМ. СТАТИСТИЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ 61

2.1 Геометрія задачі 61

2.2 Удосконалення моделі сигнала. Рівняння спостереження 63

2.3 Статистичні характеристики спостереження 79

2.4 Дослідження фізичної сутності матриці кореляційних функцій 81

2.5 Межа ближньої зони 90

Висновки по розділу 92

Література до другого розділу 93

РОЗДІЛ 3 СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНОГО АЛГОРИТМУ ОБРОБЛЕННЯ СПОСТЕРЕЖЕНЬ. КВАЗІОПТИМАЛЬНИЙ АЛГОРИТМ ОБРОБЛЕННЯ СИГНАЛІВ 95

3.1 Синтез алгоритму оброблення сигналів 95

3.2 Дослідження потенційних характеристик оцінок радіозображення 100

3.3 Особливості заповнення області просторової спектральної чутливості при обробці НШП сигналів 102

3.4 Розроблення методики відображення просторової спектральної чутливості для широкосмугових сигналів 104

Висновки по розділу 109

Література до третю розділу 110

РОЗДІЛ 4 РОЗРОБЛЕННЯ СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ. РЕЗУЛЬТАТИ МОДЕЛЮВАННЯ РОБОТИ РАДІОСИСТЕМИ. ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ФОРМУВАННЯ РАДІОЗОБРАЖЕНЬ..... 111

4.1 Розроблення схеми радіосистеми..... 111

4.2 Результати імітаційного моделювання 112

4.3 Розробка методу підвищення якості радіозображень 117

4.4 Розроблення структури радіокомплексу з реалізацією методу підвищення якості радіозображень..... 120

4.5 Результати імітаційного моделювання радіокомплексу..... 121

Висновки по розділу 131

Література до четверту розділу 131

ВИСНОВКИ..... 133

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ 136

Додаток А Розрахунок матриці кореляційних функцій 154

Додаток Б Рішення рівняння правдоподібності для двоелементної приймальної антени 159

Додаток В Акт використання та апробації дисертаційних досліджень 168

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

А – антена;

АС − апертурний синтез;

ДС – діаграма спрямованості;

РТС − радіотехнічні системи;

ДЗ − дистанційне зондування;

РСА − радіотехнічні системи з синтезуванням апертури антени;

ЕПР − ефективній поверхні розсіювання;

ДС − Діаграма спрямованості;

КМ – кореляційна матриця;

КФ – кореляційна функція;

РМЗ – радіометричне зображення;

НШС – надширокосмуговий;

ОСЦ – осциллограф;

Прд. – передавач;

МШП – малошумливий підсилювач;

АІ – блок апріорної інформації;

ФД – фільтр декореляції;

Помн. – помножувач;

Інт. – інтегратор;

СЦ – спецобчислювач.

ВСТУП

Актуальність теми. Радіотехнічні системи (РТС) дистанційного зондування (ДЗ) широко застосовуються для вирішення задач радіофізичних досліджень планет та космічних об’єктів. Значну увагу при цьому приділяють саме РТС формування радіозображень [1−3], які дозволяють отримувати карти поверхонь у будь-який час доби та за будь-яких метеоумов. На відміну від систем, які працюють у інфрачервоному [4–6] та оптичному [7, 8] діапазоні хвиль, РТС потребують більших за розмірами антенних систем, а також суттєво складніших алгоритмів обробки сигналів.

Для випадків, коли РТС формування радіозображень розміщують на землі [9-12], перед проектувальниками не виникає суттєвих обмежень щодо розміру та геометрії антенної системи, яка у більшості випадків являє собою систему просторово рознесенних антен. У той же час, при синтезі РТС аерокосмічного базування [13-16] важливим є комплексне вирішення задачі, коли окрім необхідності забезпечення високого просторового розрізнення радіознімків необхідно обмежувати фізичні розміри системи та знижувати енергозатрати. Перше необхідне для забезпечення аеродинамічних характеристик аерокосмічних носіїв, в друге – для подовження терміну автономної роботи в умовах обмежених енергоресурсів.

Забезпечити високу роздільну здатність при обмеженнях на розмір апертури антени стало можливим після винайдення методу синтезування апертури антени [17]. Суть цього методу полягала у накопиченні на трасі польоту аерокосмічного носія сигналів (траєкторних сигналів), відбитих підстильною поверхнею, а потім обробкою цих сигналів узгодженими фільтрами, налаштованими на різні смужки дальності. РТС, які реалізують цей метод називають радіотехнічними системами з синтезуванням апертури антени [18−21] (РСА).

На сьогодні РСА досить широко використовуються у задачах ДЗ, а їх розміри становлять сотні метрів. Проте їм притаманні наступні недоліки та обмеження:

- високі енерговитрати, які призводять до того, що час роботи РСА вимірюється десятками хвилин [22, 23] після чого необхідно охолоджувати тракти випромінювання сигналів (особливо магнетрони);
- огляд по куту місця традиційно обмежений зоною 15°-50° [24, 25] від напряму в надир, що спричинено високою роздільною здатністю по дальності саме у цьому діапазоні кутів.

Ці недоліки можна звести на нівець використанням пасивних систем апертурного синтезу [26−29]. По-перше, такі РТС не мають передавача і тому можуть працювати відносно тривалий час у режимі формування радіозображень. По-друге, вони дозволяють формувати радіозображення в межах кутів ±15° від напрямку в надир.

Перші системи апертурного синтезу створювалися [30, 31] для вирішення проблеми досягнення високого просторового розрізнення в астрономії. Ідея використання цих систем сумісно з використанням руху Землі, як планети, належить М. Райлу [32, 33]. Завдяки цьому вдалося реалізувати т.з. «суперсинтез Райла», коли розміри «антени» зрівнялися з діаметром Землі. На сьогодні розміри систем апертурного синтезу (проект «Радіоастрон» [34, 35]) вимірюється сотнями тисяч км.

Відносно нещодавно метод апертурного синтезу реалізвали на космічному апараті місії SMOS [36-38] для ДЗ поверхні Землі. Таке розміщення антенної системи суттєво ускладнено відносно наземного розташування, але задача усе одно була вирішена і було розгорнуто систему антен на Y-подібній платформі [39, 40]. Відповідно до поставлених задач, там не формулювалася вимога досягнення високої просторової розрізнювальної здатності по просторовим координатам. Навпаки, там ставилася вимога отримати інформацію зі значної ділянки суші чи океанів для отримання усереднених параметрів поверхні.

На сьогодні склалися передумови синтезу нового методу «активного апертурного синтезу», який об’єднує у собі переваги активних систем синтезування апертури та пасивних систем апертурного синтезу. Такі системи, як буде показано у дисертаційному дослідженні та опубліковано у [41-51], дозволяють формувати радіозображення у межах зони огляду ±15° від напрямку в надир з відносно високим просторовим розрізненням. Їх особливістю є використання активного каналу випромінювання широко/надширокосмугових сигналів [52-54] і оброблення у просторово-рознесених каналах приймання відбитих поверхнею сигналів.

Реалізація цього методу дозволяють формувати радіозображення методами, характерними для пасивних систем ДЗ, а самі зображення будуть пропорційні питомій ефективній поверхні розсіювання (ЕПР), що характерно для активних систем ДЗ.

При цьому виникає низка питань, відповіді на які потребують досліджень:

- що являє собою питома ЕПР для обробки широко/надширокосмугових сигналів?
- які алгоритми обробки сигналів є оптимальними для формування радіозображень методом активного апертурного синтезу?
- як обирати геометрію антенних систем?
- як описати функцію невизначеності таких систем?
- чи достатньо лише первинної обробки сигналів, чи необхідно реалізовувати вторинну обробку зображень для досягнення високої якості зображень?

Відповіді на ці та подібні запитання є надзвичайно актуальними і тому актуальним є наукове завдання синтезу методу оброблення НШС сигналів в радіотехнічних системах активного апертурного синтезу для формування радіозображень з високою просторовою роздільною здатністю.

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

Робота виконувалася у межах наукових робіт кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем Національного аерокосмічного університету

ім. М. Є. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», які проведені у 2016-2020 рр, а саме:

- співвиконавець науково-дослідної роботи №ДР 0116U005516 «Нові принципи обробки сигналів власного радіотеплового випромінювання об'єктів різної фізичної природи і технології їх реалізації», яка виконувалася на кафедрі у 2016-2018рр.;
- співвиконавець науково-дослідної роботи №ДР 0119U100968 «Розвиток теорії надширокосмугових систем активного апертурного синтезу для високоточного дистанційного зондування з високошвидкісних аерокосмічних платформ», яка виконується на кафедрі з 2019р.

Мета і завдання дослідження.

Мета – розробити метод формування радіозображень з аерокосмічних носіїв у зоні огляду, близькій до надиру.

Для досягнення поставленої мети дослідження потрібно вирішити наступні *завдання*:

1) розробити математичну модель широко/надширокосмугових випадкових радіосигналів з гаусівським розподілом та дослідити їх статистичні характеристики;
2) синтезувати алгоритм обробки стохастичних сигналів для формування радіозображень при дистанційному зондуванні з аерокосмічних носіїв;
3) знайти вираз для функції невизначеності (ФН) радіосистеми та дослідити його методами комп'ютерного моделювання;
4) визначити вплив ширини смуги частот та геометрії антенної системи на якість формування радіозображень;
5) розробити метод вторинної обробки радіозображень з метою підвищення якості їх візуального аналізу.

Об’єкт дослідження – оброблення просторово-часових широко/надширокосмугових сигналів.

Предмет дослідження – статистично оптимальний метод синтезу

аерокосмічних активних радіотехнічних систем формування радіозображень за рахунок обробки просторово-часових широко/надширокосмугових стохастичних полів.

Методи дослідження:

– методи математичної статистики, варіаційного диференціювання та оптимальних рішень при вирішенні задач статистичного синтезу структур активних надширокосмугових радіотехнічних комплексів формування радіозображень;

− методи моделювання для підтвердження достовірності синтезованих алгоритмів обробки сигналів та методу вторинної обробки (фільтрації) радіозображень.

Наукова новизна одержаних результатів

1. Удосконалено математичну модель стохастичного надширокосмугового радіосигналу з гаусівським розподілом, яка містить інформацію про частотнозалежний питомий комплексний коефіцієнт відбиття підстильної поверхні і дозволяє, на відміну від існуючих, отримати аналітичний вираз для матриці просторво-часових кореляційних функцій, необхідний для синтезу алгоритму оброблення сигналів.
2. Отримав подальший розвиток метод активного апертурного синтезу, який на відміну від систем апертурного синтезу дозволяє формувати у зоні огляду близькій до надиру радіозображення, пропорційне питомій ефективній поверхні розсіювання, а не еквівалентній шумовій температурі, як це характерно для класичних систем апертурного синтезу.
3. Вперше отримано аналітичний вираз для функції невизначеності радіотехнічної системи активного апертурного синтезу, який дозволяє моделюванням обґрунтовувати вибір ширини смуги пропускання при фіксованій геометрії розміщення елементів приймальної антенної системи.

4. Удосконалено метод вторинного оброблення радіозображень, який передбачає оптимальну фільтрацію функціями, які є зворотними до функції невизначеності радіосистеми, та дозволяє підвищити візуальну якість зображень.

Практичне значення одержаних результатів:

1. Зменшення кількості антен у антенній системі за рахунок обробки просторово-часових широкосмугових сигналів.
2. Алгоритми можуть бути реалізовані на сучасній широкосмуговій елементній базі (раніше не вироблялася промисловістю), що дозволить отримати високу чутливість (пропорційна кореню квадратному від ширини смуги пропускання по високій частоті) або забезпечити більш високе відношення сигнал/шум на виході системи.
3. Підвищення візуальної якості радіозображень за рахунок їх вторинної обробки (фільтрації).

Особистий внесок здобувача. Усі роботи виконані у співавторстві.

Автору належать наступні результати:

− полягає у розробленні методу високоточного радіобачення для огляду зони від -15 ° до + 15 ° від надиру з аерокосмічних носіїв;

− полягає у розроблені методу вторинного оброблення радіозображень, отриманих у системах радіобачення, який засновано на ідеї інверсної фільтрації функцією, яка є зворотною до функції невизначеност;

− полягає у синтезі алгоритму оброблення радіосигналів з урахуванням операції усунення зміщення коефіцієнту підсилення приймача.

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

– The Experience of Designing and Application of CAD Systems in Microelectronics (CADSM’2017);

– IEEE Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium (MRRS-2017);

– Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications, and Computer

Science (TCSET’2018).

– 9th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS-2018).

– International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo-2018).

– International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications Science and Technology (PIC S&T).

– The Experience of Designing and Application of CAD Systems in Microelectronics (CADSM’2019).

– Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications, and Computer Science (TCSET’2020).

Публікації. Основні результати дослідження опубліковані у трьох статтях (1 стаття у науковому фаховому виданні України, 2 статті входять до м.н.б.д. Scopus, квартилі Q3) та у восьми збірниках доповідей у працях міжнародних конференцій, праці яких індексуються у н.м.б.д. Scopus. Загалом у н.м.б.д. Scopus відображено 10 робіт, а h-index=3 (сторінки у Scopus https://www.scopus.com/authid/detail.uri?authorId=57194428732).

Структура і об’єм дисертаційної роботт. Дисертація містить вступ, чотири розділів, висновки, список використаних джерел. Повний об’єм дисертації 168 сторінок, у тому числі 14 сторінок додатків, 28 сторінок списку використаних джерел у кількості 140 найменувань.

Подяка. Автор висловлює глибоку вдячність науковому керівнику доктору технічних наук, старшому науковому співробітнику Павлікову Володимиру Володимировичу за допомогу під час роботи над дисертаційним дослідженням.

Автор щиро вдячний доктору технічних наук, професору Волосюку Валерію Костянтиновичу і кандидату технічних наук Жилі Семену Сергійовичу за конструктивні зауваження і рекомендації, висловлені в процесі підготовки матеріалів дисертації.

Список публікацій здобувача

Статті

1. Imaging by aerospace radar systems with active aperture synthesis / O. A. Daki, Nguen Van Huu, V. V. Pavlikov, A. D. Sobkolov, O. M. Tymoschuk // Telecommunications and Radio Engineering, Volume 78, 2019, Issue 14, pages 1233-1247. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v78.i14.20. ISSN Print: 0040-2508, ISSN Online: 1943-6009 URL: www.dl.begellhouse.com/journals/0632a9d54950b268,5cfa71f20d3685c2,030303715bf746eb.html [індексується у н.м.б.д. Scopus, Q3].
2. Алгоритмы первичной и вторичной обработки сигналов в системах активного апертурного синтеза / В. В. Павликов, В. К. Волосюк, Нгуен Ван Хиу, А. В. Одокиенко // Авиационно-космическая техника и технология, 2019, № 6(158), С. 54-67. doi: 10.32620/aktt.2019.6.07
3. Algorithm for unbiased estimation of microwave radiation parameters in a modulation radiometer / V. V. Kosharskyi, M. V. Nechyporuk, V. H. Nguyen, O. V. Odokienko, V. V. Pavlikov, Valerii K. Volosyuk, E. O. Tserne // Telecommunications and Radio Engineering, Volume 79, 2020, Issue 10, pages 865-881. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v79.i10.40. ISSN Print: 0040-2508, ISSN Online: 1943-6009. URL: http://www.dl.begellhouse.com/journals/0632a9d54950b268,7ba5457a041f690d,36a7e0690b07672e.html [індексується у н.м.б.д. Scopus, Q3].

Матеріали міжнародних конференцій

4. A New Method of Multi-Frequency Active Aperture Synthesis for Imaging of SAR Blind Zone / V. V. Pavlikov, V. K. Volosyuk, S. S. Zhyla, Huu Nguyen Van, Kiem Nguyen Van // The Experience of Designing and Application of CAD Systems in Microelectronics. CADSM’2017 : proc. of the 14th Intern. conf., Feb. 21–25, 2017, Polyna-Svalyava (Zakarpattya), Ukraine. – [Polyna-Svalyava], 2017. – P. 118-120. doi: 10.1109/CADSM.2017.7916099 URL : https://ieeexplore.ieee.org/document/7916099
5. UWB Active Aperture Synthesis Radar: The Operating Principle and

Development of the Radar Block Diagram / Vladimir Pavlikov, Valery Volosyuk, Semen Zhyla, Huu Nguyen Van, Kiem Nguyen Van // IEEE Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium. MRRS-2017 : proc. of the Intern. conf., Aug., 29-31, 2017, Kyiv, Ukraine. – [Kyiv], 2017. P. 27-30. doi: 10.1109/MRRS.2017.8075018 URL : https://ieeexplore.ieee.org/document/8075018/

6. Two Frequency Radiometric Complex for Atmosphere Research / Odokienko O.V., Pavlikov V.V, Ruzhentsev N.V., Sobkolov A.D., Van Huu Nguyen, Volosyuk V.K., Zhyla S.S. // Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications, and Computer Science. TCSET'2018 : proc. of the XII Intern. conf., Feb. 20–24, 2018, Lviv-Slavsko, Ukraine. – [Lviv-Slavsko], 2018. – P. 8-11. doi: 10.1109/TCSET.2018.8336149 URL : https://ieeexplore.ieee.org/document/8336149
7. Active Aperture Synthesis Radar For High Spatial Resolution Imaging / V.V. Pavlikov, V.K. Volosyuk, S.S. Zhyla, Van Huu Nguyen // 9th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS-2018) Odessa, Ukraine, in 4 – 7 of September, 2018. – P. 8-11. doi: 10.1109/TCSET.2018.8336149 URL : https://ieeexplore.ieee.org/document/8336149
8. UWB Aperture Synthesis Investigation of Spatio-Spectral Sensitivity Domain / V.V. Pavlikov, Huu Nguyen Van, S.S. Zhyla, V.S. Dobryak, A.D. Sobkolov, A.V. Odokienko // International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo-2018) September 10-14, 2018, Odesa, Ukraine – P. 8-11. doi: 10.1109/TCSET.2018.8336149 URL : https://ieeexplore.ieee.org/document/8336149
9. Spectral Aperture Synthesis Method / V. Pavlikov, S. Zhyla, N. V. Huu and A. Sobkolov // 2019 IEEE International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications, Science and Technology (PIC S&T), Kyiv, Ukraine, 2019, pp. 625-630, doi: 10.1109/PICST47496.2019.9061432..

10. Signal Processing Algorithm for Active Aperture Synthesis Systems / V. Pavlikov, V. Volosyuk, S. Zhyla, N. V. Huu, K. Nguen Van and A. Sobkolov // 2019 IEEE 15th International Conference on the Experience of Designing and Application of CAD Systems (CADSM), Polyana, Ukraine, 2019, pp. 1-4, doi: 10.1109/CADSM.2019.8779350.
11. Quasioptimal Spatiotemporal Signal Processing Algorithm for Radar Imaging / V. V. Pavlikov, M. V. Nechyporuk, N. Van Huu and A. D. Sobkolov // 2020 IEEE 15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET), Lviv-Slavske, Ukraine, 2020, pp. 559-564, doi: 10.1109/TCSET49122.2020.235495.

РОЗДІЛ 1
ОГЛЯД СИСТЕМ ФОРМУВАННЯ РАДІОЗОБРАЖЕНЬ З АЕРОКОСМІЧНИХ НОСІЇВ

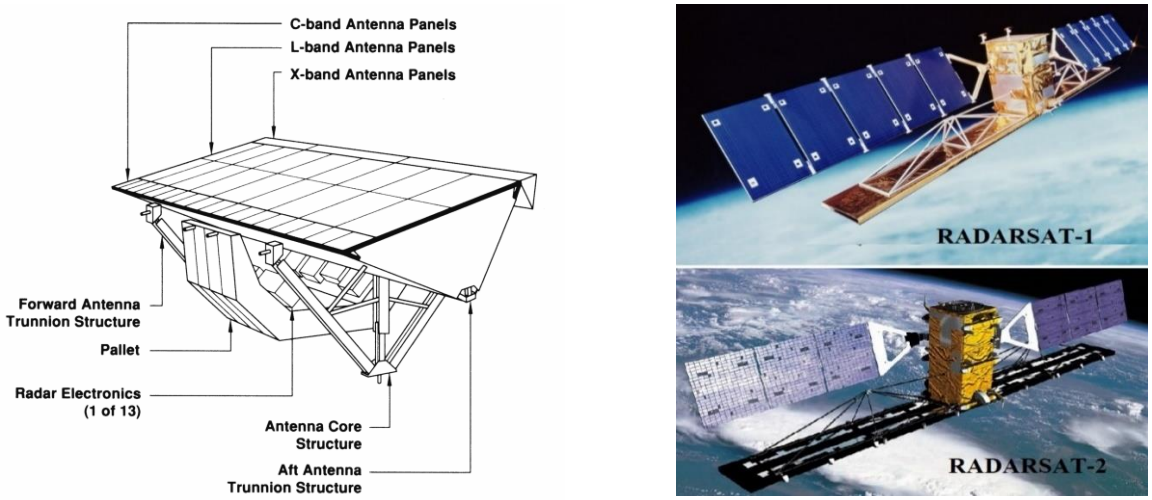
1.1 Радіолокаційні станції з синтезуванням апертури антени

Метод синтезування апертури, який реалізується у РСА, вперше був описаний в [1-3]. На сьогодні РСА знайшли широке розповсюдження при вирішенні задач ДЗ з аерокосмічних носіїв, адже дозволяють отримувати радіозображення високої просторової роздільної здатності по азимуту та дальності. Високе розрізнення по дальності досягається вибором сигналів [4,5], а по азимуту – узгодженою обробкою траєкторного сигналу[6], тобто сигналу, обвідна якого формується у процесі накопичення імпульсів, відбитих елементарною ділянкою досліджуваного об’єкту.

Суттєвою перевагою РСА є високе просторове розрізнення, яке на сьогодні зіставне з розрізненням оптичних систем ДЗ. На відміну від оптичних систем РСА формує зображення в будь-яких метеоумовах вдень і уночі.

На рис. 1.1 зображено загальний вигляд РСА (див. [7- 9]).

Розглянемо принцип дії РСА з метою визначення особливостей формування радіозображень [10]. Для цього розглянемо геометрію задачі (рис. 1.2). На висоті h уздовж осі Ox' рухається аерокосмічний носій, на якому встановлено РСА із вздовжфюзеляжною антеною довжиною L (антена лінійна тому шириною антени відносно її довжини можна знехтувати). Швидкість руху V постійна.



(а) − SIR-C/X-SAR (б)RADARSAT

Рисунок 1.1 − РСА комічного базування: (а) − SIR-C/X-SAR [7], (б) – RADARSAT [8, 9].

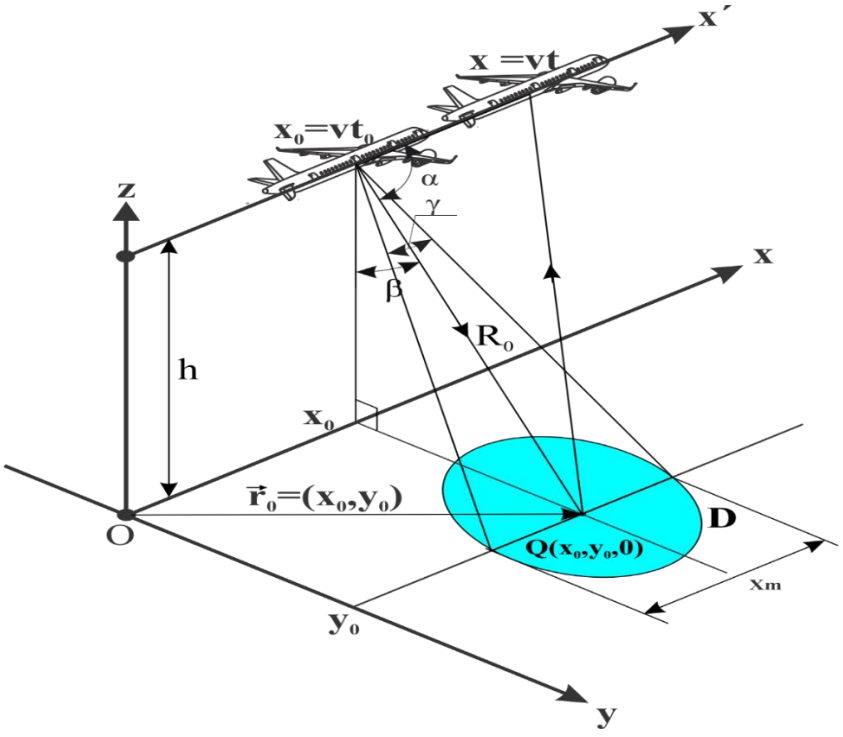


Рисунок 1.2 – Геометрія задачі синтезу апертури антени

Відомо[10,11], що найбільш висока розрізнювальна здатність при відносно простій реалізації алгоритму оброблення сигналів (без реалізації слідкування за обраною ділянкою підстильної поверхні D) досягається при строго бічному огляді (нормальний до напрямку руху). Тому далі розглядається саме цей режим

огляду. Момент часу t_0 – початок опромінення елементарної ділянки підстильної поверхні з координатами її центру $(x_0, y_0, 0)$.

Зондуючий сигнал на частоті f_0 (розглянемо монохроматичний варіант для спрощення аналізу):

$$s_t(t) = A(t)\cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) = \mathrm{Re}\left\{\dot{A}(t)\exp(j\omega_0 t)\right\} \tag{1.1}$$

де $A(t)$ – обвідна, яка може враховувати будь-який вид модуляції;

$\dot{A}(t) = A(t)e^{j\varphi_0}$ – комплексна обвідна з урахуванням початкової фази φ_0;

φ_0 – початкова фаза;

$\omega_0 = 2\pi f_0$ – круговая частота;

t – час.

Ширина головної пелюстки діаграми спрямованості (ДС) визначається формулою

$$\Delta\theta \approx \frac{c}{f_0 L}, \tag{1.2}$$

де c – швидкість розповсюдження світла.

Розмір ділянки уздовж напрямку руху, яка опромінюється ДС реальної антени

$$X_m = 2R_0 \tan\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right)\Bigg|_{\Delta\theta<<1} \approx R_0\Delta\theta = \frac{c}{f_0 L}R_0, \tag{1.3}$$

де R_0 – відстань між фазовим центром антени і елементарною ділянкою з координатами $(x_0, y_0, 0)$.

Відбитий сигнал, який реєструється приймальною антеною

$$\dot{s}_{пр}(t,\vec{r}_0)=\dot{F}(\vec{r}_0)\varepsilon G(t-t_0,T_c)\dot{A}(t-t_з(\vec{r}_0))\exp\left(j2\pi f_0\left(t-t_з(\vec{r}_0)\right)\right)\exp(j\varphi_i) \qquad (1.4)$$

де $\dot{F}(\vec{r}_0)$ – питомий комплексний коефіцієнт розсіювання ділянки ($\vec{r}_0=(x_0,y_0)$);

ε – коефіцієнт затухання електромагнітних хвиль у просторі;

$G(t-t_0,T_c)$ – ДС антени, перерахована до координат підстильної поверхні, T_c – час синтезу апертури (визначається геометрією задачі та швидкістю польоту аерокосмічного носія);

$t_з(\vec{r}_0)$ – час затримки;

φ_i – неконтрольований зсув фази, який виникає при відбитті сигналу.

Час затримки визначається з використанням геометрії задачі (див. рис. 1.2) та з обмеженням першими двома членами ряду Тейлора

$$t_з(\vec{r}_0)=\frac{2R_i}{c}=\frac{2R_0}{c}+\frac{(x-x_0)^2}{R_0c}=\tau_0+\delta\tau. \qquad (1.5)$$

Отже, відбитий елементарною ділянкою сигнал запишемо так:

$$\dot{s}_{пр}(t,\vec{r}_0)=\dot{F}(\vec{r}_0)\varepsilon G(t-t_0,T_c)\dot{A}(t-\tau_0)\exp(j2\pi f_0t)\exp(j\varphi_r)\exp\left(-j2\pi f_0\frac{V^2(t-t_0)^2}{cR_0}\right), \qquad (1.6)$$

або

$$\dot{s}_{пр}(t,x_0,y_0)=\dot{F}_Q(\vec{r}_0)\varepsilon G(t-t_0,T_c)\dot{A}(t-\tau_0)\exp(j2\pi f_0t)\exp(j\varphi_r)\exp\left(-j2\pi f_0\frac{(Vt-x_0)^2}{cR_0}\right), \qquad (1.7)$$

або для $t_0=0$

$$\dot{s}_{пр}(t,\vec{r}_0)=\dot{F}_Q(\vec{r}_0)\varepsilon G(t-t_0,T_c)\dot{A}(t-\tau_0)\exp(j\varphi_r)\exp\left(j2\pi\left(f_0t-f_0\frac{v^2}{cR_0}t^2\right)\right). \qquad (1.8)$$

Із отриманого можна бачити, що закон змінення частоти $f(t)$ має лінійний характер

$$f(t) = f_0 - f_0 \frac{2V^2}{cR_0} t, \quad t \in \left(-\frac{T_c}{2}, \frac{T_c}{2} \right). \tag{1.9}$$

Зазвичай обробку сигналів виконують на низькій частоті для чого користуються фазовими детекторами (рис. 1.3).

Дійсна частина комплексксної обвідної відбитого сигнала:

$$S_{пр-с}(t, \vec{r}_0) = \dot{F}(\vec{r}_0) \varepsilon G(t - t_0, T_c) \dot{A}(t - \tau_0) \cos(\varphi_i - 2\pi f_0 \frac{V^2}{cR_0} t^2) . \tag{1.10}$$

Уявна частина комплексксної обвідної відбитого сигнала сигнала:

$$S_{пр-s}(t, \vec{r}_0) = \dot{F}(\vec{r}_0) \varepsilon G(t - t_0, T_c) \dot{A}(t - \tau_0) \sin(\varphi_i - 2\pi f_0 \frac{V^2}{cR_0} t^2) . \tag{1.11}$$

Комплексний, перенесений на низьку частоту, сигнал

$$\dot{S}_{пр-env}(t, \vec{r}_0) = S_{пр-с}(t, \vec{r}_0) + jS_{пр-s}(t, \vec{r}_0) . \tag{1.12}$$

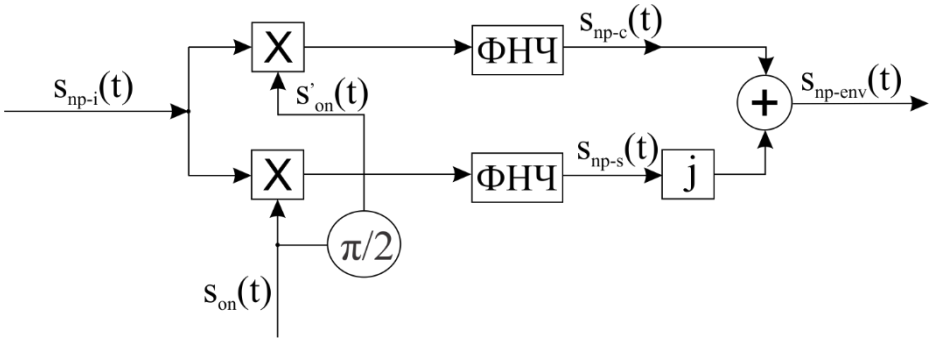


Рисунок 1.3 − Схема перетворення дійсного сигнала у комплексний

Остаточно запишемо сигнал у такій формі

$$\dot{S}_{пр-env}(t,\vec{r}_0)=\dot{F}(\vec{r}_0)\varepsilon G(t-t_0,T_c)\dot{A}(t-\tau_0)\exp(j\varphi_i)\exp\left(-j2\pi f_0\frac{V^2}{cR_0}t^2\right). \quad (1.13)$$

Зазвичай у сигналі приймають $\dot{F}(\vec{r})=1$ і переходять до одиничного сигнала

$$\dot{S}_{од}(t,\vec{r})=G(t-t_0,T_c)\dot{A}(t-\tau_0)\exp\left(-j2\pi f_0\frac{V^2}{cR_0}t^2\right)\exp(j2\pi f_0 t). \quad (1.14)$$

Сигнал, відбитий поверхнею у межах опроміненої ділянки D, являє собою інтеграл

$$\dot{S}_{Tp}(t)=\varepsilon\exp(j\varphi_i)\int_D\dot{F}(\vec{r})\dot{S}_{од}(t,\vec{r})d\vec{r}\,. \quad (1.15)$$

Цей сигнал називають траєкторним.

Розглянемо приклад. Нехай літак рухається прямолінійно зі швидкістю $V=600м/с$ на висоті $h=10км$ над підстильною поверхнею, частота випромінюваного сигнала $f_0=10ГГц$, довжина антени $L=3м$. Дійсна і уявна частини одиночного сигналу для точкового відбивача показані на рис. 1.4.

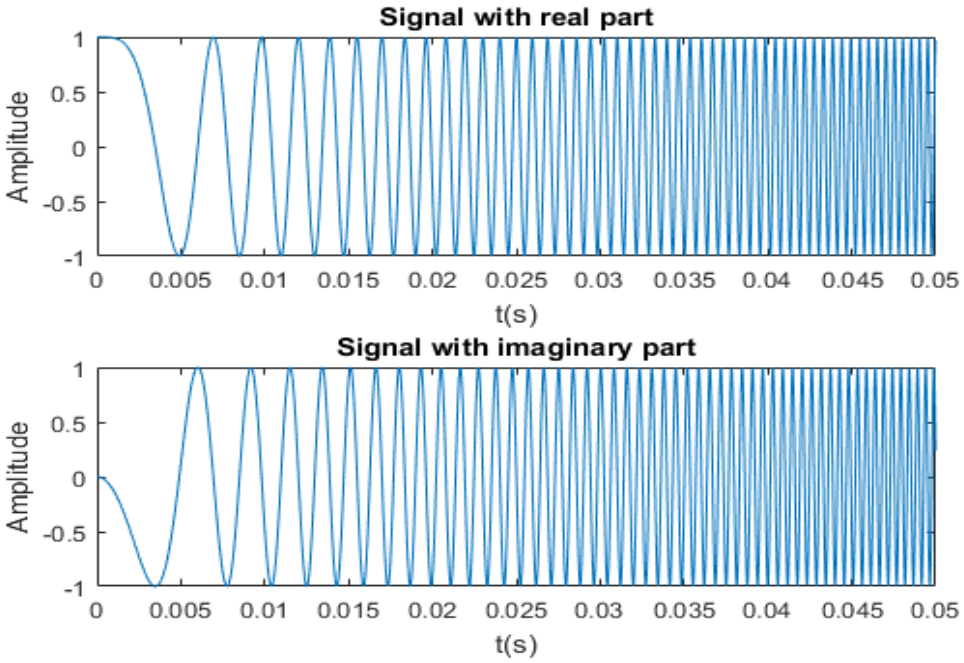


Рисунок 1.4 – Дійсна (а) і уявна (б) частини одиночного сигналу для точкового відбивача.

Для пояснення алгоритму оброблення сигналів у системах радіобачення з синтезуванням апертури продемонструємо наступне. Запишемо рівняння спостереження:

$$u(t) = \mathrm{Re}\,\dot{s}\left(t, F\left(\vec{r}\right)\right) + n(t) \quad (1.16)$$

де

$\dot{s}\left(t, F\left(\vec{r}\right)\right) = \dot{S}_{Tp}(t)\Big|_{\substack{\varepsilon=1 \\ \exp(j\varphi_i)=1}} = \int_D \dot{F}(\vec{r})\dot{S}_{o\partial}(t,\vec{r})d\vec{r}$ – корисний сигнал на виході антени;

$n(t)$ – білий шум з кореляційної функцією $R_n(\tau) = (N_0 / 2)\delta(t_1 - t_2)$.

Оптимальний алгоритм оброблення сигналів матиме вигляд [11]

$$P[u(t) \mid \dot{F}(\vec{r})] = k \exp\left\{-\frac{1}{N_0}\int_T \left[u(t,\vec{r}) - \mathrm{Re}\,\dot{s}\left(t, F\left(\vec{r}\right)\right)\right]^2 dt\right\} =$$
$$= k \exp\left\{-\frac{1}{N_0}\int_T \left[u(t,\vec{r}) - \mathrm{Re}\int_D \dot{F}(\vec{r})\dot{S}_{o\partial}(t,\vec{r})d\vec{r}\right]^2 dt\right\}, \quad (1.17)$$

де

k – коефіцієнт, який не залежить від $\dot{F}(\vec{r})$;

N_0 – спектральна щільність шумів $n(t)$.

Використовуючи монотонну функцію натурального логарифма, що не змінює позиції максимума функціоналу правдоподібності, отримуємо наступне рішення

$$\int_T u(t,\vec{r})\dot{s}_{o\partial}(t,\vec{r})dt = \frac{1}{2}\int_T\int_D \dot{s}_{o\partial}(t,\vec{r})\dot{F}^*_{opt}\left(\vec{r}\right)\dot{s}^*_{o\partial}(t,\vec{r})d\vec{r}\,dt. \quad (1.18)$$

або

$$\int_T u(t,\vec{r})\,\dot{s}_{o\partial}(t,\vec{r})dt = \frac{1}{2}\int_D \dot{F}^*_{opt}(\vec{r})\,\dot{\psi}^*(t,\vec{r})d\vec{r}\,. \qquad (1.19)$$

де $\dot{\psi}(t,\vec{r}) = \int_T \dot{s}_{o\partial}(t,\vec{r})\dot{s}^*_{o\partial}(t,\vec{r})dt$ – комплексна функція невизначеності системи, що характеризує селективні властивості системи по просторовим координатам - дальності та азимуту.

Вираз (1.19) містить алгоритм оптимального оброблення прийнятих сигналів, в якому ліва частина, яка описує саме алгоритм оброблення, прирівнюється (а не дорівнює) до правої частини, яка описує фізичну сутність радіозображення. Права частина – це згладжене функцією невизначеності $\dot{\psi}(t,\vec{r})$ радіолокаційної системи очікуване зображення ЕПР $\dot{F}(\vec{r})$.

1.2 Системи апертурного синтеза

Апертурний синтез – це метод формування зображень у пасивних РТС, заснований на використанні теореми Ван Циттерта-Церніке [11−14]. Цей метод передбачає використання просторово-розподілених антенних систем, розрахунку просторової функції кореляції (функції когерентності) прийнятих сигналів радіотеплового випромінювання досліджуваних об’єктів і, відповідно до теореми Ван Циттерта-Церніке, відновлення радіозображення.

Традиційним для систем АС є використання квазімонохроматичного наближення [15−18]. У випадку, коли обробленню підлагяють широко/надширокосмугові сигнали, то необхідно користуватися узагальненою теоремою Ван Циттерта-Церніке, яка отримана з використанням V-перетворень [11− 13, 19-22].

Значна увага при створені систем АС приділяється оптимізації геометрії розміщення антен у антенній системі. Ця задача має окреме самостійне значення і потребує відповідних методів оптимізації [23-25], які не розглядаються у дисертаційному дослідженні. Основна увага приділяється саме синтезу

алгоритму оптимальної обробки і визначенню аналітичних виразів для визначення потенційних характеристик таких систем.

Розглянемо деякі найбільш відомі системи АС.

Атакамська велика міліметрова/субміліметрова решітка (ALMA)

Атакамскій велика решітка міліметрового / субміліметрового діапазону (Atacama Large Millimeter/submillimeter Array — ALMA) [26-30] — всесвітньо відомий комплекс радіотелескопів в області вивчення найхолодніших об'єктів у Всесвіті. ALMA побудований на плато Чахнантор в чилійських Андах в 2008 році. він почав наукові спостереження у 2011 року. Комплекс був повністю готовий до роботи з березня 2013.

ALMA - це міжнародне партнерство Європейської південної обсерваторії (ESO), Національного наукового фонду США (NSF) і Національного інституту природничих наук (NINS) Японії, а також NRC (Канада), MOST і ASIAA (Тайвань) і Касі (Республіка Корея) у співпраці з Республікою Чилі.

ALMA складається з 66 високоточних антен: 54 антени діаметром 12 метрів і 12 антен діаметром 7 метрів, розрахованих на прийом випромінювання з довжиною хвилі від 0.32 до 3.6 мм. Всі 66 антен ALMA можуть поєднуватися в різних конфігураціях, при цьому максимальна відстань між антенами може змінюватися від 150 метрів до 16 кілометрів. Таким чином, ALMA має потужний змінний "зум".

Коррелятор ALMA Суперкомп'ютер Atacama Compact Array (ACA) коррелятор складається з 35 серверів і спеціалізованого обчислювача. Система виконувати 17 квадрильйонів операцій в секунду (рис. 1.6).

ALMA - міжнародний проект, найбільший і найдорожчий астрономічний проект на Землі: будівництво обійшлося в близько 1,5 мільярда доларів.

Рисунок 1.5 – Антени ALMA на плато Чахнантор в Чілійських Андах [30]

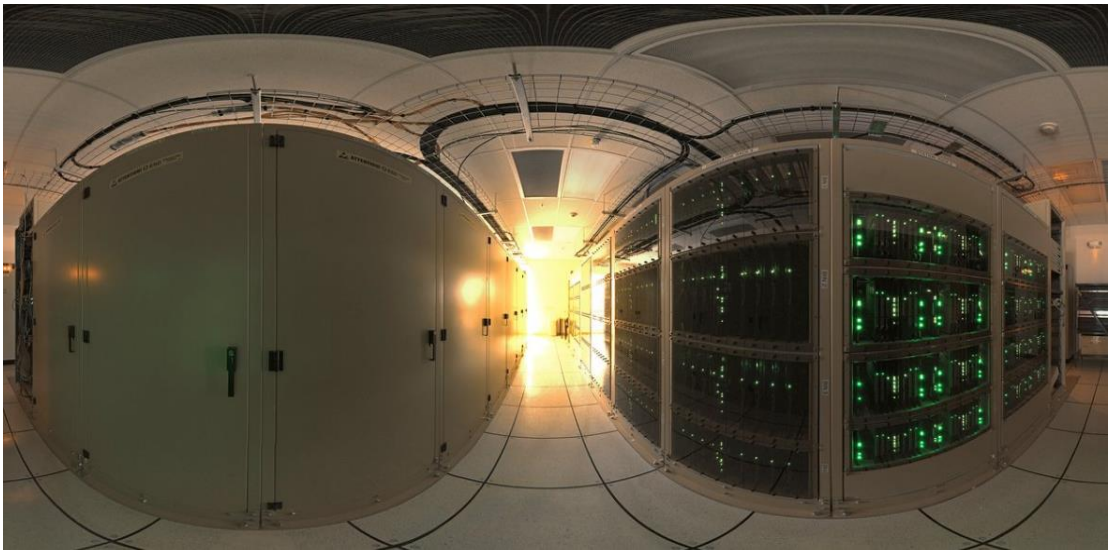


Рисунок 1.6 – Корелятори, які реалізують розрахунки на ALMA [31]

Приклади радіозображень, отриманих із застосуванням ALMA:

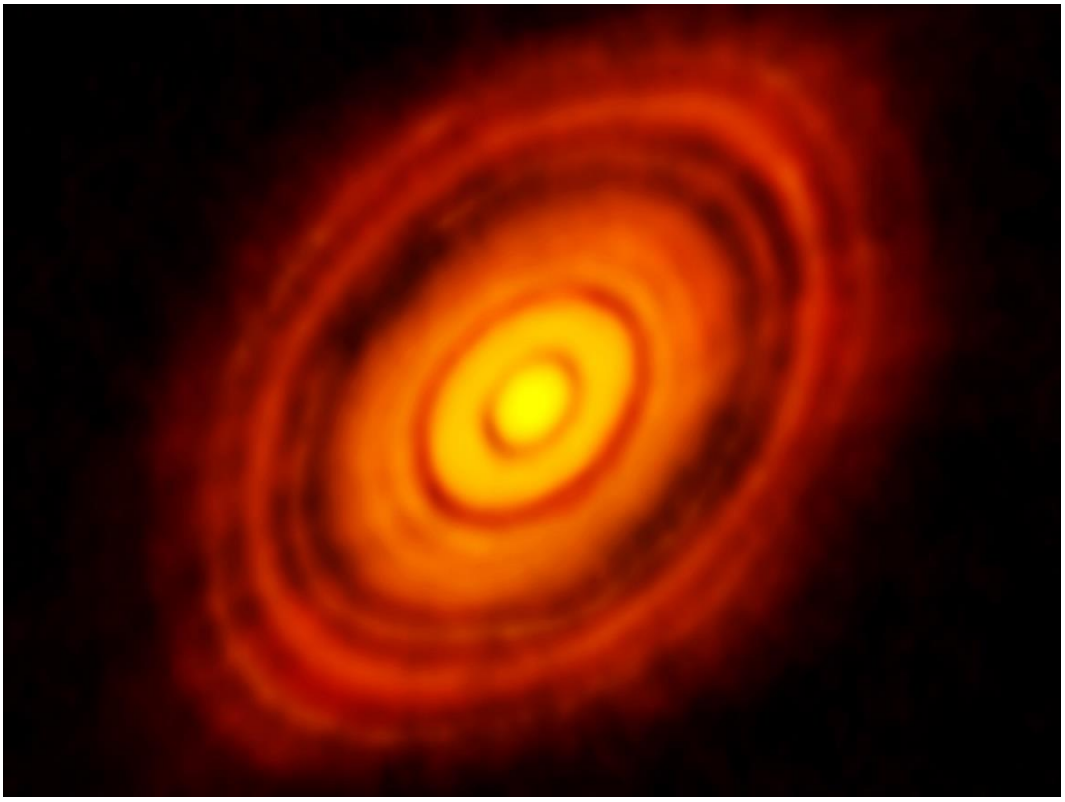


Рисунок 1.7 – Зображення протопланетного диску ALMA навколо HL Tauri [32]

Рисунок 1.8 – Зоряний пил містить інформацію про перші зірки (спостереження на ALMA [33])

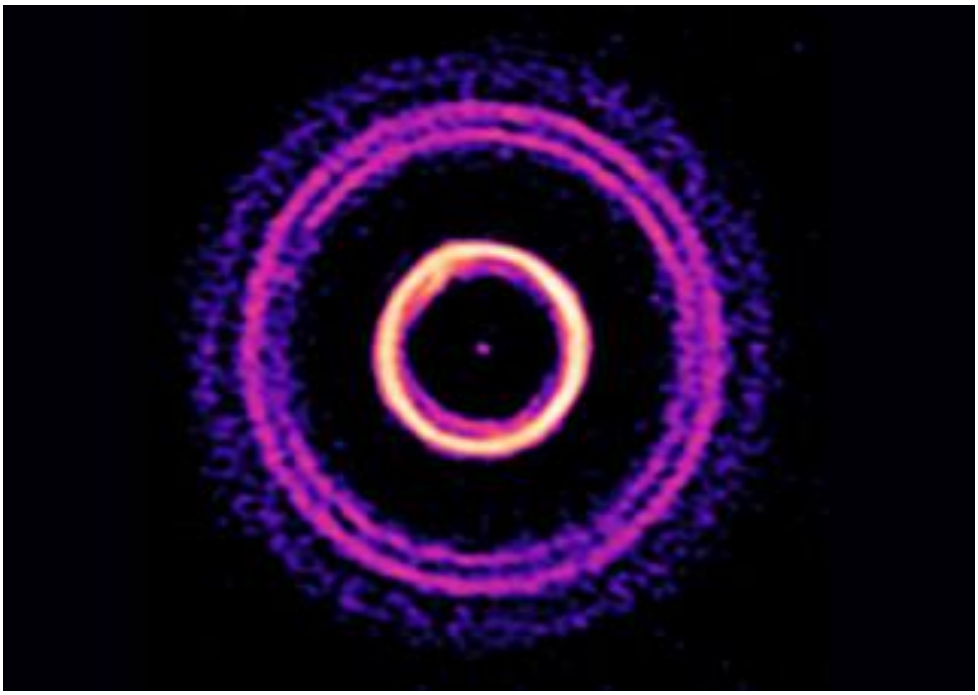


Рисунок 1.9 – Нове зображення ALMA виявляє міграцію планети на протопланетному диску [34]

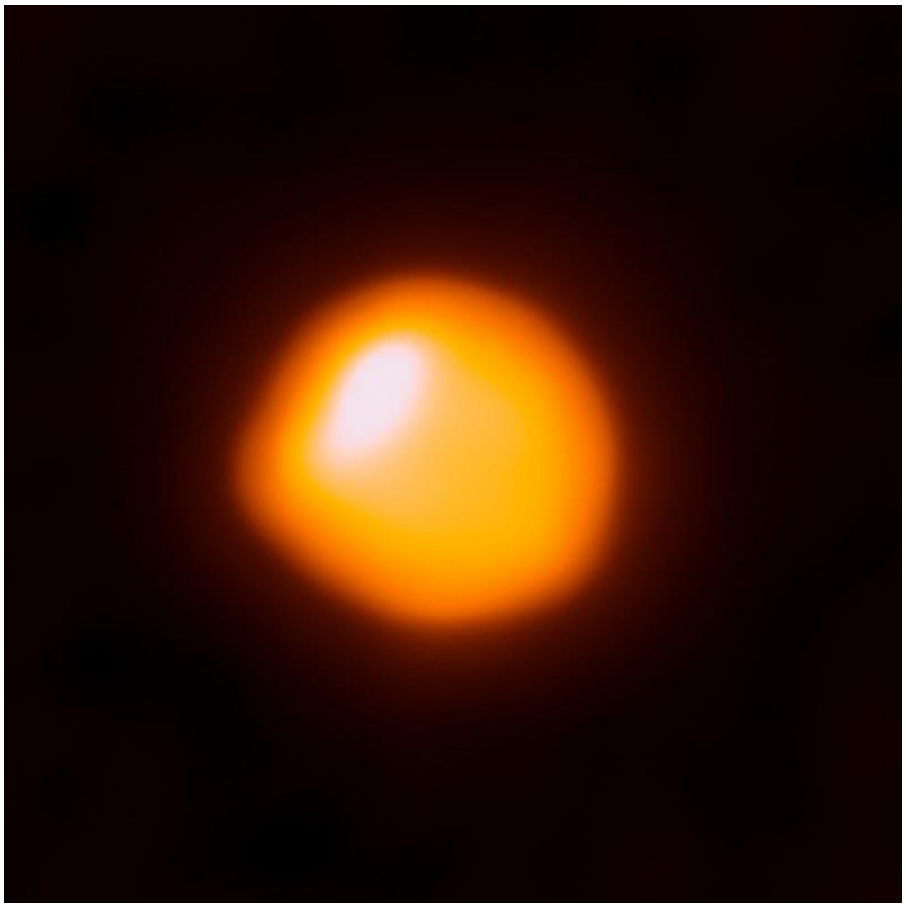


Рис. 1.10 – Знімок Бетельгейзе з телескопа ALMA, червень 2017 (взято з [35])

Гігантський радіотелескоп метрових хвиль (Giant Metrewave Radio Telescope − GMRT) [36 – 41] − розташований на ділянці приблизно в 80 км на північ від Пуни в штаті Махараштра на заході Індії. GMRT складається з 30 повністю керованих гігантських параболічних тарілок діаметром 45 м кожна, розташованих на відстані до 25 км. GMRT – одна з найскладніших експериментальних програм в галузі фундаментальних наук, що проводиться індійськими вченими та інженерами.

Кількість та конфігурація антен була оптимізована для досягнення основних астрофізичних цілей, які вимагають чутливості при високій кутовій роздільній здатності, а також здатності зображати радіовипромінювання з рызних областей Всесвіту. Чотирнадцять із тридцяти антен розташовані більш-менш випадково в компактному центральному масиві в районі близько 1 кв км. Решта шістнадцять антен розподіляються вздовж 3-х напрямків приблизно у формі Y-форми у значно більшій області з найдовшою базовою лінією інтерферометрії близько 25 км (рис 1.11 – 1.13).

Помноження або кореляція радіосигналів з усіх 435 можливих пар антен або інтерферометрів протягом декількох годин дозволить таким чином синтезувати радіозображення небесних об'єктів з роздільною здатністю, еквівалентною тій, яку можна отримати на одній гігантській апертурі діаметром 25 км. Масив працює в шести смугах частот з центром близько 50, 153, 233, 325, 610 і 1420 МГц. Всі приймачі забезпечують подвійну поляризацію на виходах. У деяких конфігураціях також можливі двочастотні спостереження.

Найвища досяжна кутова роздільна здатність коливатиметься приблизно від 60 кутових секунд на найнижчих частотах до приблизно 2 кутових секунд при 1,4 ГГц.

Рисунок 1.11 − Антени GMRT

Рисунок 1.12 − Загальний вигляд радіотелескопа GMRT.

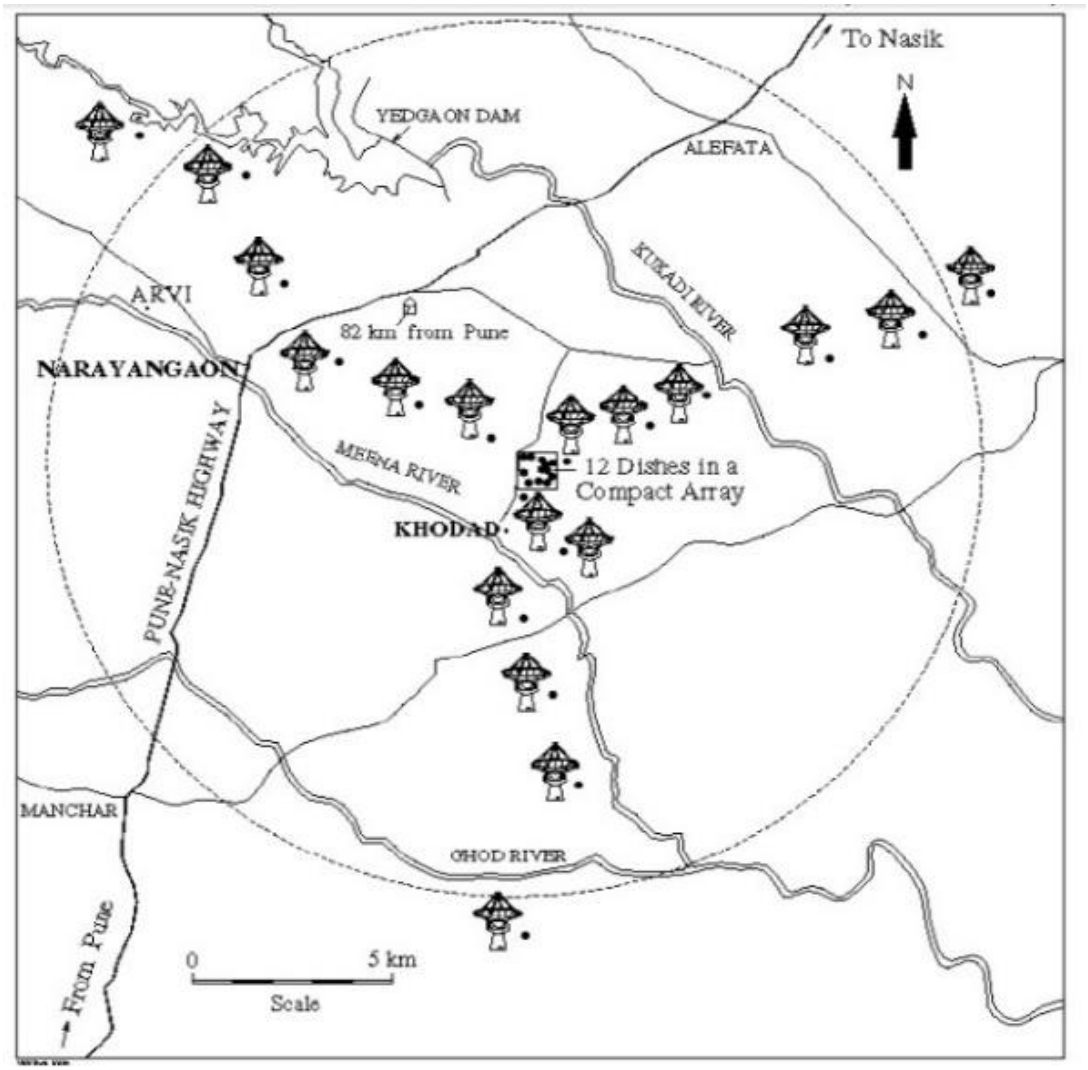


Рисунок 1.13 − План розміщення антен GMRT (взято із [42])

GMRT є універсальним інструментом для дослідження різноманітних радіоастрофізичних проблем, починаючи від нашої сусідньої Сонячної системи і закінчуючи спостережуваним Всесвітом.

На сьогодні цей радіотелескоп використовується для вивчення червоного зміщення спектральної лінії нейтрального гідрогену від протокластерів або протогалактик. Це важливо для вивчення процесу зародження галактик. Також за його допомогою шукають і вивчають пульсари в нашій галактиці.

Приклади радіозображень, отриманих із застосуванням GMRT:

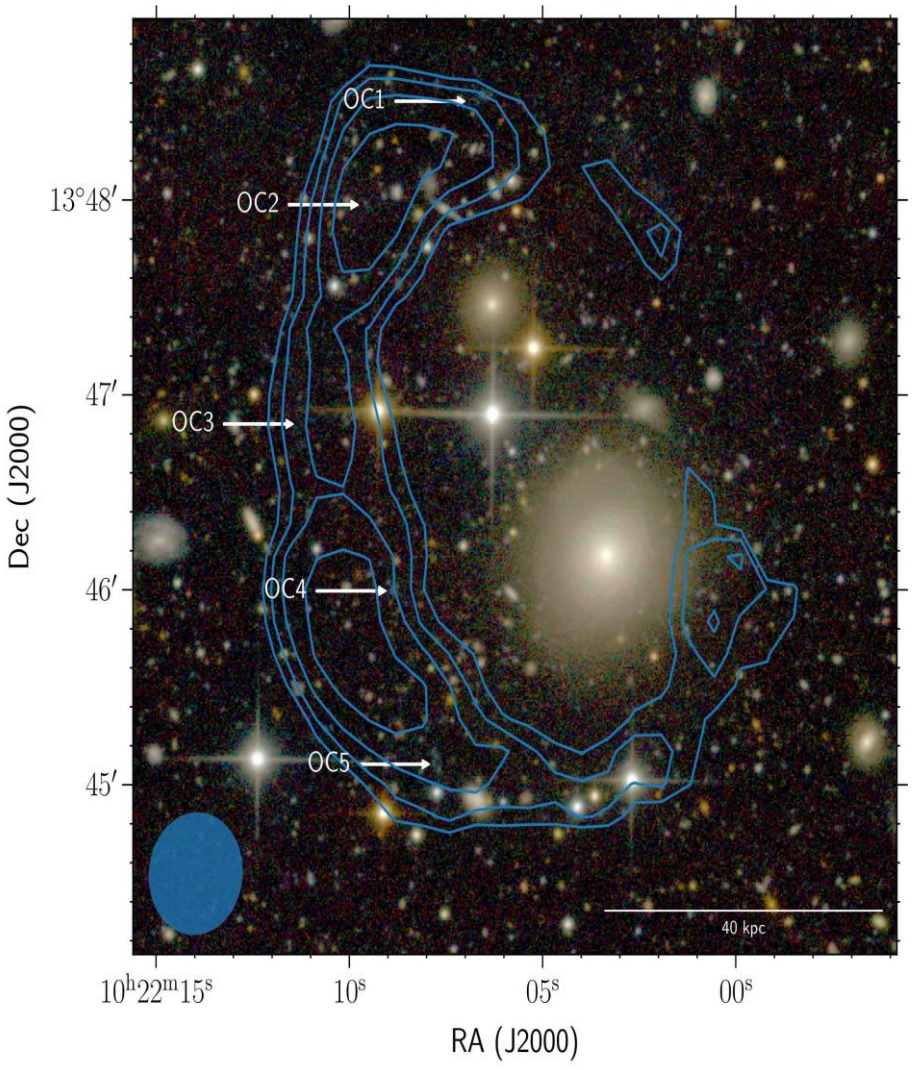


Рисунок 1.14 − Відкриття великого кільця HI навколо спокійної галактики AGC 203001[43].

У табл. 1.1 наведено перелік основних радіотелескопів, які використовують метод апертурного синтезу у радіоастрономії.

Таблиця 1.1

Сучасні радіотелескопи [44-68]

	Назва	**Розташування**	**Довжини хвиль (Частотний діапазон)**	**Зауваження**
1	Allen Telescope Array	ATA, Каліфорнія, США	60 см и 2,7 см	6 м - одна антена, загальний діаметр решітки - 100 м. Ефективна площа 1 227 м²
2	Atacama Large Millimeter Array (ALMA)	Чілі	чутливі до довжин хвиль між радіо і інфрачервоним (субміліметрова астрономія).	54 дзеркальні антени діаметром 12 м і 12 антен діаметром 7 м
3	Australia Telescope Compact Array (ATCA)	Австралія	0,3–110 ГГц	6 антен, кожна 22 м у діаметрі
4	Australian Square Kilometre Array Pathfinder (ASKAP)	Австралія	700–1800 МГц	складається з 36 однакових параболічних антен, кожна діаметром 12 метрів

5	Canadian Hydrogen Intensity Mapping Experiment (CHIME)	Водопад Оканаган , Британская Колумбия , Канада	400–800 МГц	складається з чотирьох циліндрів з фокусною відстанню 100 × 20 метрів і 5 м
6	Combined Array for Research in Millimeter-wave Astronomy (CARMA)	Каліфорнія, США	75–345 ГГц	складається з 6 10-метрових елементів, 9-ти 6-метрових і 8-ми 3,5-метрових елементів, що покривають частоти в діапазоні 27-36 ГГц, 80-115 ГГц і 215-265 ГГц.
7	European VLBI Network	Європі з членами в Китаї, Південній Африці та США.	90, 50, 21/18, 13, 6, 5, 3,6, 2, 1,3 и 0,7 см	Європейська мережа для вимірювань з надвеликими базами
8	Korean VLBI Network– (KVN)	Південна Корея	2 мм (150 GHz)-14 мм (21 GHz)	KVN має три основні страви, кожна діаметром 21 м і відповідною відстанню 300–500 км.
9	Low-Frequency Array(LOFAR)	Нідерланди, Германія, Великобританія,	10–240 МГц	низькочастотна решітка дипольних антен на довжинах

		Франція, Швеція, Польща, Ірландія		хвиль від 1,25 до 30 м (10-240 МГц) з сильно розподіленої системою обробки сигналів.
10	MeerKAT	Карнарвон, Південна Африка	0,58–14,5 ГГц	Шістдесят чотири, 13,5 м посуду. Путівник для масиву квадратних кілометрів.
11	Large Latin American Millimeter Array (LLAMA)	Аргентина/Бразилія	45–900 ГГц	12-метрова одиночна антена, VLBI, в стадії будівництва, введення в експлуатацію очікується в 2017 році
12	Murchison Widefield Array (MWA)	Австралія	80–300 МГц	Фіксована решітка з 128 16-елементних антен з подвійною поляризацією, що охоплюють 80-300 МГц
13	Multi-Element Radio Linked Interferometer Network (MERLIN)	Великобританія	151 МГц до 24 ГГц	Складається з Кембріджського 32 м в Mullard радіоастрономічної обсерваторії

14	Molonglo Observatory Synthesis Telescope (MOST)	Австралія	843 MHz (35.6 см)	складається з двох циліндричних параболоїдів, 778м х 12м, розділених 15м і вирівняних між собою Схід-Захід.
15	Northern Cross Radio Telescope	Італія	центральна частота 408 МГц із смугою пропускання 2,5 МГц	лінійний масив із 64 антен. Кожна антена має циліндрично-параболічну форму, а її отвір має довжину 23,5 м і ширину 8 м.
16	Northern Extended Millimeter Array(NOEMA)	Франція	міліметровий масив	складається з десяти антен, діаметр кожної 15 метрів. Кожна антена оснащена найсучаснішими високочутливими приймачами.
17	Primeval Structure Telescope (PaST)	Синьцзян, Китай	50–200 МГц	складається з декількох десятків тисяч логперіодічних антен, розташованих на

				декількох квадратних кілометрів
18	Square Kilometre Array (SKA-Phase1)	Карнарвон, Південна Африка	L-діапазон, X-діапазон, S-діапазон, UHF	Додаткових 128 дзеркал, об’єднаних з MeerKAT
19	Масив квадратних кілометрів (SKA-Phase2)	Австралія, Південна Африка	0,05–30 ГГц	Розширення SKA-фази приблизно до 2000 страв.
20	Submillimeter Array (SMA)	США	Від 180 ГГц до 420 ГГц	складається 8-елементний радіоінтерферометр, розташований поблизу вершини Маунакеа на Гаваях.
21	Very Large Array (VLA)	New Mexico, США	Від 74 МГц до 50 ГГц	27 радіотелескопів в штаті Нью-Мексико (США), що працюють як єдина многовібраторная складна антена - антенна решітка..
22	Very Long Baseline Array (VLBA)	США	Від 0.3 ГГц до 96 ГГц	найпоширеніші антени - у Мауна-Кеа на Гаваях та Сент-Круа на Віргінських

				островах США, які знаходяться на відстані 8 611 км.
23	Westerbork Synthesis Radio Telescope (WSRT)	Нідерланди	Від 120 МГц до 8.3 ГГц	складається з лінійної решітки з 14 антен діаметром 25 метрів, розташованих на 2,7 км лінії Схід-Захід.
24	Long Wavelength Array (LWA)	Нью-Мексико , США	3,4 м (88 МГц) - 30 м (10,0 МГц)	Телескоп, що складається зі станцій з 256 перехрещеними дипольними антенами
25	Водородная эпоха реионизации массива (HERA)	Эмбри-Риддл, Прескотт, Аризона, США	100–200 МГц	Одиночний 14-метровий рефлектор, використаний для тестування основного телескопа HERA

Алгоритм обробки сигналів у системах АС.

Характерним для усіх розглянутих вище систем є те, що вони працюють за одним і тим же алгоритмом обробки сигналів, який нижче розглянемо у спрощеному вигляді.

Відповідно до теореми Ван Циттерта–Церніке радіометричне зображення (радіояскравість $B(f_0,\vec{\vartheta})$ або пов'язані з нею величини) розраховуються через двовимірне перетворення Фур'є від просторової функції кореляції $R(\vec{r},\tau=0)$

$$B(f_0,\vec{\vartheta})=\mathcal{F}_{\vec{r}}\left\{\dot{R}(\vec{r},\tau=0)\right\}, \tag{1.20}$$

де $\mathcal{F}_{\vec{r}}\{\cdot\}$ – операторна форма запису прямого перетворення Фур'є по просторовим координатам $\vec{r}=(x,y)$, а кореляційна функція по просторовим координатам визначається наступним чином:

$$\dot{R}(\vec{r},\tau=0)\approx\lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\sum_{i,j=1}^{N}\int_0^T\dot{u}\left(t,\vec{r}_i\right)\dot{u}^*\left(t,\vec{r}_j\right)dt. \tag{1.21}$$

Тут $\dot{u}\left(t,\vec{r}_i\right)$ – спостереження у комплексній формі на виході i-ї антени у суміші з внутрішнім шумом каналу, N – кількість антен у антенній системі.

Уже з вигляду кореляційної функції можна порахувати, що кількість кореляторів N^2. На практиці часто зменшують кількість кореляторів більше ніж у двічі за рахунок відмови від автокореляційної обробки та переходу виключають повтор баз. Тоді кількість кореляторів буде $N(N-1)/2$.

1.3 Особливості формування зображень РСА та систем АС

Розглянуті вище методи формування радіозображень характеризуються наступними особливостями:

- РСА використовують для формування радіозображень у зоні огляду 15°÷50° ліворуч і праворуч від надира. Відповідно зона огляду у межах ±15° від надира не переглядається радарами під час польоту аерокосмічного носія. За можливості використання оптичних або

інфрачервоних датчиків цей недолік усувається. Проте усепогодність зйомки оптичними/інфрачервоними датчиками не забезпечується;

- радіозображення на виході РСА пропорційні питомій ефективній площі розсіювання підстильної поверхні;
- робота РСА потребує значних енергетичних затрат на випромінювання сигналів (особливо це стосується серій коротких потужних імпульсів);
- системи АС формують радіозображення (у відповідності до теореми Ван Циттерта-Церніке шляхом обробки сигналів власного радіотеплового випромінювання) яке пропорційне радіояскравості або пов'язаним з нею параметрам;
- основні енергозатрати у системах АС стосуються живлення кореляторів і у майбутньому будуть зменшуватися (відповідно до тенденцій «зеленого комп'ютингу» [69, 70]);
- радіозображення у системах АС зазайвичай формуються у діапазоні кутів спостереження ±15° від надира.

З огляну на перераховані особливості обох систем формування радіозображень можна бачити, що об'єднання цих систем дозволить формувати радіозображення з аерокосмічних носіїв у зоні огляду ±15° від надира, які будуть пропорційні питомій ЕПР підстильної поверхні.

1.4 Постановка задач дослідження. Фізичні передумови метода формування радіозображень з аерокосмічних носіїв

Вище вказано, що значною актуальністю відзначається головне завдання дисертаційного дослідження − *синтез методу обробки НШС сигналів в радіотехнічних системах активного апертурного синтеу для формування радіозображень з високою просторовою роздільною здатністю.*

Для вирішення цього завдання необхідно вирішити низку наступних часткових завдань:

1) удосконалити математичну модель сигналу з урахуванням наступних чинників: сигнал повинен бути широко/надширокосмуговим; має мати випадкову форму і гаусівський розподіл;
2) знайти статистичні характеристики сигналу, відбитого підстильною поверхнею, та встановити зв'язок між характеристиками сигналу і поверхні;
3) удосконалити метод формування радіозображень з використанням переваг активних РСА і пасивних систем АС;
4) синтезувати алгоритм обробки сигналів для формування радіозображень;
5) визначити аналітичний вираз для функції невизначеності системи активного апертурного синтезу;
6) удосконалити метод фільтрації радіозображень для підвищення якості візуального сприйняття інформації.

Розглянемо фізичні передумови методу активного апертурного синтезу. На рис. 1.15 показана геометрія руху літального апарата з установленою на нього РСА.

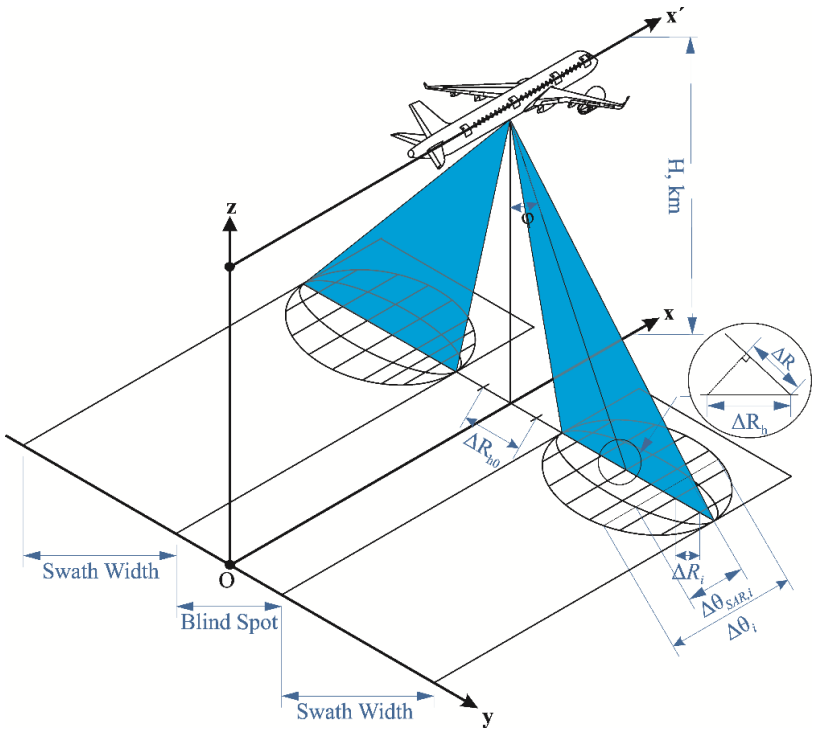


Рисунок 1.15 − Геометрія задачі синтезування апертури антени

У РСА висока розрізнювальна здатність за дальністю забезпечується вибором зондуючи сигналів, а за азимутом – алгоритмо синтезування апертури антени. Зображення формується у координатах «дальність-азимут». Горизонтальна розрізнювальна здатність безпосередньо під літальним апаратом описується виразом [71]:

$$\Delta R_{h0} = 2\sqrt{2H\Delta R + \Delta R^2} \quad (1.22)$$

де H – висота польоту, ΔR – розрізнювальна здатність за дальністю.

Розглянемо приклад. Нехай $H = 10$ км, а $\Delta R = 1$ м. Один піксель зображення безпосередньо під літальним апаратом міститиме інформацію зі смуги $\Delta R_{h0} \approx 283$ м. Для порівняння можна відмітити, що у у один піксель зображення, знятого під кутом 15°, відбиваються сигнали смугою лише $\Delta R_h = 2{,}4$ м. Відносний програш у розрізненні за горизонтальною дальністю складає $\Delta R_{h0} / \Delta R_h \approx 118$ разів.

Залежність програшу у розрізнювальній здатності від кута спостереження (нормоване на значення для кута 15°) показано на рис. 1.16.

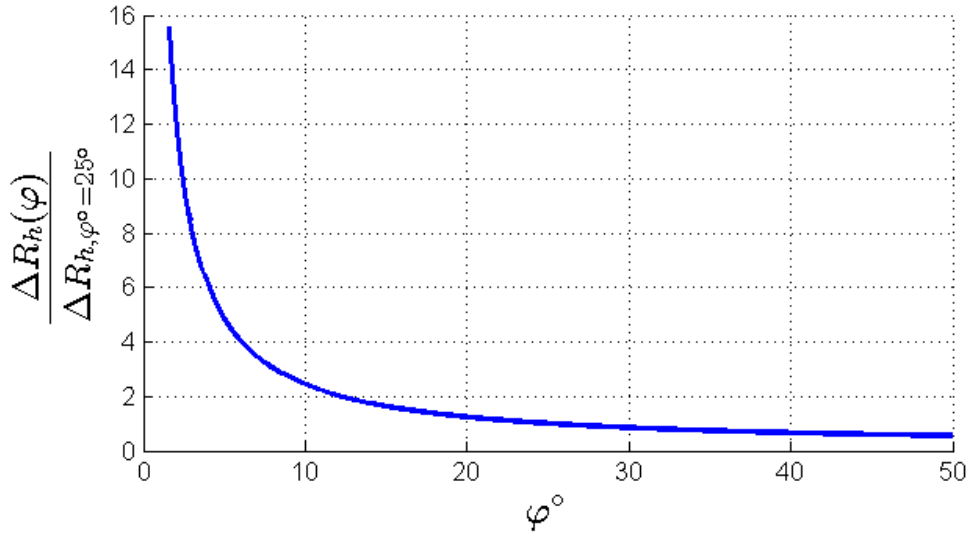


Рисунок 1.16 – Залежність програшу у розрізнювальній здатності від кута спостереження (нормоване на значення для кута 15°)

Із аналізу рис. 1.16 випливає, що роздільна здатність після кута спостереження 15° змінюється незначно, а від надиру і до 15° − спостерігається суттєва залежність.

Виходячи з цього формувати радіозображення в межах ±15° від надиру доцільно не у координатах «дальність-азимут», а у просторових кутових координатах, що є характерним для систем АС. Тому надалі зосередимося саме на принципах формування зображень, близьких до реалізованих у АС.

Розглянемо особливості поєднання активних і пасивних методів дистанційного зондування. Реалізація методу АС передбачає формування радіометричного зображення, пропорційного потужності сигналів власного радіотеплового випромінювання та сигналів підсвічування (природніми чи штучними випромінювачами). Іноді говорять про радіояскравістну або ж уявну температуру, які є функціями просторових координат. Особливість традиційних (квазімонохроматичним) систем АС у тому, що такі системи формують ДС у вигляді просторових тригонометричних функцій (типу $\sin, \cos$) різних просторових частот, які залежать від відношення довжин баз (відстаней між фазовими центрами окремих антен) до довжини хвилі. Відповідно на виході системи формуються коефіцієнти ряду Фур'є. Чим більше таких (бажано на неповторюваних за розміром та орієнтацією базах) коефіцієнтів вдається сформувати – тим точніше відбувається формування радіозображення відповідним використанням зворотного перетворення Фур'є. Для цього у квазімонохроматичним системах реалізують складну за формою геометрію антенних систем з великою кількістю елементів. У випадку ж використання широко/надширокосмугових сигналів вдається суттєво скоротити кількість елементів у антенній системі, перераховуючи часові спектральні складові у просторовий спектр. Цей метод отримав назву «спектрального апертурного синтезу» і описаний у [72-74].

Для активних РТС, зокрема РСА, характерним є те, що радіозображення є пропорційним питомій ЕПР. Якщо врахувати, що РСА насьогодні отримали

найбільше розповсюдження у задачах ДС, то доцільно розробляти систему, яка б дозоволила отримувати радіозображення близьке за фізичною сутністю з зображеннями на виході РСА. Це дозоволить створювати суцільне радіозображення у діапазоні кутів спостереження ±50° від надиру. Додатково слід відзначити, що радіояскравістну температуру можна перерахувати у питому ЕПР, але для цього необхідно використовувати складні моделі взаємозв'язку, які відомі для обмеженого класу об'єктів ДЗ і для окремих діапазонів частот. Тобто для широко/надширокосмугових систем такий перерахунок на сьогодні здійснити майже неможливо із-за відсутності адекватних моделей зв'язку.

Матод активного апертурного синтезу передбачає конструктивне поєднання особливостей побудови систем АС з фізичними особливостями формування радіозображень за допомогою РСА.

З цією метою необхідно виконати наступні операції (інженерний підхід):

− реалізувати характеристики спрямованості РТС (активного типу) у просторі у вигляді квазігармонічних коливань (sin, cos) на багатьох просторових частотах;

− зафіксувати спектр радіозображення на просторових частотах (кількість просторових частот визначатиме якість радіозображення);

− відновитиме радіозображення використовуючи двовимірне зворотне перетворення Фур'є по просторовим частотам.

Висновки до розділу

У розділі проведено огляд систем формування радіозображень, які розміщуються на аерокосмічних носіях, а саме РСА та системи АС. Показані переваги та недоліки цих систем, а також з'ясована фізична сутність радіозображень, які формуються на виході РСА та систем АС. Найбільш значущий недолік РСА − низька роздільна здатність системи за дальністю у межах кутів спостереження ±15° від надира, а найбільший недолік систем АС –

радіозображення пропорційні радіояскравістній температурі, що суттєво ускладнює її перерахунок у функцію, пропорційну питомій ЕПР.

Виходячи з аналізу обох типів систем пропонується метод апертурного синтезу, який за рахунок оброблення широко/надширокосмугових просторово-часових сигналів дозволить формувати радіозображення у зоні ±15° від надира пропорційне питомій ЕПР.

Визначені часткові задачі, які необхідно розв’язати задля вирішення основного завдання дослідження. Визначені фізичні передумови розроблення систем апертурного синтезу і вказані основні операції оброблення сигналів, які випливають з інженерного досвіду. Проте повні відповіді на сформульовані задачі можна буде дати тільки після вирішення статистично оптимального алгоритму оброблення сигналів у системах активного апертурного синтезу.

Література до першого розділу

[1] John C. Curlander, Robert N. McDonough, Synthetic Aperture Radar: Systems and Signal Processing. Wiley, 1992.

[2] A. V. Ksendzuk, "SAR interferometer optimal processing algorithms for the stochastic surface models," The Fifth International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter, and Submillimeter Waves (IEEE Cat. No.04EX828), 2004, pp. 253-255 Vol.1.

[3] V. V. Pavlikov, "Algorithm of optimum restoration of the radiometric image in two-antenna broadband system of aperture synthesis," 2013 International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves, Kharkiv, 2013, pp. 605-607, doi: 10.1109/MSMW.2013.6622156.

[4] Быков, В. Н. Моделирование процесса навигации высокоскоростных летательных аппаратов по площадным наземным ориентирам сложной формы / В. Н. Быков // Моделювання та інформаційні технології : зб. наук. пр. / Нац. акад. наук України, Ін-т проблем моделювання в енергетиці

ім. Г. Є. Пухова. – К., 2005. – Вип. 33. – С. 3−11.

[5] Михайлов, В. Ф. Микроволновая спутниковая аппаратура дистанционного зондирования Земли : учеб. пособие / В. Ф. Михайлов, И. В. Брагин, С. И. Брагин. − СПб. : СПбГУАП, 2003. − 404 с.

[6] Фалькович, С. Е. Разработка и исследование новых методов, алгоритмов и структурных схем картографирования параметров поверхностей и подповерхностных слоев почв активными и пассивными средствами дистанционного зондирования с высокой разрешающей способностью / С. Е. Фалькович, В. К. Волосюк // Авиационно-космическая техника и технология : тр. Харьк. авиац. ин-та им. Н. Е. Жуковского 1993 г. – Х., 1994. – С. 388–393.

[7] SIR-C X-SAR antenna [Електронний ресурс]. URL: https://commons.wikimedia.org/wiki/File:SIR-C_X-SAR_antenna.png (дата звернення: 07.06.2020).

[8] Satellite characteristics RadarSat 1 [Електронний ресурс]. URL: https://eo.belspo.be/fr/satellites-and-sensors/radarsat-1 (дата звернення: 07.06.2020).

[9] The RADARSAT-2 satellite in orbit [Електронний ресурс]. URL: https://directory.eoportal.org/web/eoportal/satellite-missions/r/radarsat-2 (дата звернення: 07.06.2020).

[10] Волосюк В. К. Цифровые методы обработки информационных процессов [текст]: учеб. пособие / Волосюк В. К., В.В. Павликов // Х.: Нац. аэрокосм. ун – т им. Н.Е. Жуковского «Харьк. Авиац. ин-т», 2012 – Ч. 2 –78 с.

[11] Волосюк В. К. Статистическая теория радиотехнических систем дистанционного зондирования и радиолокации : монография / В. К. Волосюк, В. Ф. Кравченко ; под ред. В. Ф. Кравченко. – М. : Физматлит, 2008. – 704 с

[12] Борн, М. Основы оптики / М. Борн, Э. Вольф ; пер. с англ. С. Н. Бреуса [и др.] ; под ред. Г. П. Мотулевич. – М. : Наука, 1973. – 856 с.

[13] Шовенгердт, Р. А. Дистанционное зондирование. Модели и методы

обработки изображений [Текст] / Р. А. Шовенгердт, А. В. Кирюшин, А. И. Демьяников ; пер. с англ. – 3-е изд. – М. : Техносфера, 2013. – 589 с.

[14] Радиотеплолокация в метеорологии [Текст] : монография / В. Д. Степаненко [и др.]. – Л. : Гидрометеоиздат, 1987. – 284 с.

[15] J. T. Johnson and M. Aksoy, "Studies of radio frequency interference in SMOS observations," *Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS), 2011 IEEE International*, Vancouver, BC, 2011, pp. 4210-4212. doi: 10.1109/IGARSS.2011.6050159.

[16] Фалькович, С. Е. Основы статистической теории радиотехнических систем [Текст] : учеб. пособие / С. Е. Фалькович, П. Ю. Костенко. – Харьков : ХАИ, 2005. − 390 с.

[17] Фалькович, С. Е. Оценка параметров сигнала [Текст] / С. Е. Фалькович. – М. : Советское радио. – 1970. – 334 с.

[18] Фалькович, С. Е. Статистическая теория измерительных радиосистем [Текст] / С. Е. Фалькович, Э. Н. Хомяков. – М.: Радио и связь, 1981.– 287 с.

[19] V. K. Volosyuk, "Space-time spectral transformations of wideband and super-wideband signals and their coherence functions," 2010 5th International Confernce on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals, Sevastopol, 2010, pp. 77-79, doi: 10.1109/UWBUSIS.2010.5609101.

[20] V. K. Volosyuk and V. V. Pavlikov, "Optimization of signal processing of own radio-thermal radiation of extended source in wideband and super-wideband aperture synthesis systems," 2010 5th International Confernce on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals, Sevastopol, 2010, pp. 74-76, doi: 10.1109/UWBUSIS.2010.5609096.

[21] V. F. Kravchenko, B. G. Kutuza, V. K. Volosyuk, V. V. Pavlikov and K. N. Van, "Multiantenna radiometric complex for high resolution imaging: Synthesis of algorithm for optimal UWB signal processing and development of functional flow block diagram," 2017 Progress In Electromagnetics Research Symposium - Spring (PIERS), St. Petersburg, 2017, pp. 426-430, doi: 10.1109/PIERS.2017.8261777.

[22] Шовенгердт, Р. А. Дистанционное зондирование. Модели и методы обработки изображений [Текст] / Р. А. Шовенгердт, А. В. Кирюшин, А. И. Демьяников ; пер. с англ. – 3-е изд. – М. : Техносфера, 2013. – 589 с.

[23] Караваев В. В. Статистическая теория пассивной локации / В. В. Караваев, В. В. Сазонов. М. : Радио и связь, 1987. – 240 с.

[24] Kutuza B. G., Zagorin G. K. 'Two-Dimensional Synthetic Aperture Millimeter-Wave Radiometric Interferometer for Measuring Full-Component Stokes Vector of Emission from Hydrometeors / Radio Sci., 2003, 38(3), 8055.

[25] Развитие теории и методов оптимальной обработки пространственно-временных сигналов в активных, пассивных и комбинированных активно-пассивных РТС радиолокации и дистанционного зондирования с использованием новых весовых и WA-систем функций Кравченко / В. К. Волосюк, Ю. В. Гуляев, В. Ф. Кравченко, Б. Г. Кутуза, В. В. Павликов, В. И. Пустовойт // Тр. Рос. науч.-техн. о-ва радиотехники, электроники и связи им. А. С. Попова. Серия: Цифровая обработка сигналов и ее применение. – М., 2013. – Вып. 15 : Цифровая обработка сигналов и ее применение. DSPA-2013 : докл. XV Междунар. конф., г. Москва, Россия, т. 1. – С. 3–9.

[26] F. K. Y. Lo, "ALMA and Sub-millimeter-wave Astronomy," *2006 Joint 31st International Conference on Infrared Millimeter Waves and 14th International Conference on Teraherz Electronics*, Shanghai, 2006, pp. 3-3. doi: 10.1109/ICIMW.2006.368213.

[27] M. Ishiguro, "Atacama Large Millimeter/submillimeter Array (ALMA)," *Antennas and Propagation (ISAP), 2012 International Symposium on*, Nagoys, 2012, pp. 1268-1268.

[28] M. Saito, "ALMA antenna," *General Assembly and Scientific Symposium, 2011 XXXth URSI*, Istanbul, 2011, pp. 1-2. doi: 10.1109/URSIGASS.2011.6051256.

[29] NRAO ALMA/NAASC Website [Електронний ресурс]. URL: https://science.nrao.edu/facilities/alma (дата звернення: 07.06.2020).

[30] Антени ALMA на плато Чахнантор в Чілійських Андах [Електронний

ресурс]. URL: https://www.eso.org/public/images/alma-hexa-2-3_cc/ (дата звернення: 07.06.2020).

[31] Корелятори, які реалізують розрахунки на ALMA[Електронний ресурс]. URL: https://www.eso.org/public/russia/images/aos-corr-dim-pano2/?lang (дата звернення: 07.06.2020).

[32] Зображення протопланетного диску ALMA навколо HL Tauri [Електронний ресурс]. URL: https://www.eso.org/public/images/eso1436a/ (дата звернення: 07.06.2020).

[33] Древняя звездная пыль проливает свет на первые звезды - самый далекий объект, когда-либо наблюдаемый ALMA [Електронний ресурс]. URL: https://www.eso.org/public/images/eso1708a/ (дата звернення: 07.06.2020).

[34] Нове зображення ALMA виявляє міграцію планети на протопланетному диску [Електронний ресурс]. URL: https://www.eso.org/public/news/eso1708/ (дата звернення: 07.06.2020).

[35] Снимок Бетельгейзе с телескопа ALMA, июнь 2017 [Електронний ресурс]. https://www.eso.org/public/images/potw1726a/ (дата звернення: 07.06.2020).

[36] National Centre for Radio Astrophysics, the home of radio astronomy in India. [Електронний ресурс]. http://www.ncra.tifr.res.in/ncra/gmrt/ (дата звернення: 07.06.2020).

[37] S. K. Sirothia, "Imaging and calibration algorithm for GMRT," *General Assembly and Scientific Symposium, 2011 XXXth URSI*, Istanbul, 2011, pp. 1-1.doi: 10.1109/URSIGASS.2011.6051221.

[38] Y. Gupta, "Observatory report for the GMRT," *General Assembly and Scientific Symposium, 2011 XXXth URSI*, Istanbul, 2011, pp. 1-1. doi: 10.1109/URSIGASS.2011.6051236.

[39] S. K. Sirothia, "Deep large area sky surveys at metre wavelengths using GMRT — Some challenges," *General Assembly and Scientific Symposium, 2011 XXXth URSI*, Istanbul, 2011, pp. 1-1.doi: 10.1109/URSIGASS.2011.6051198.

[40] Kapahi, V. K.; Ananthakrishnan, S. (1995). "Astronomy with the giant metrewave radio telescope (GMRT)." Bulletin of the Astronomical Society of

India 23: 267. Retrieved 27 June 2015.

[41] S. Ananthakrishnan, "The Giant Metrewave Radio Telescope (GMRT): Salient Features andRecent Results", 29th International Cosmic Ray Conference Pune (2005) 10, pp. 125–136

[42] Giant Metrewave Radio Telescope NCRA – TIFR [Електронний ресурс]. http://www.gmrt.ncra.tifr.res.in/ (дата звернення: 07.06.2020).

[43] Відкриття великого кільця HI навколо спокійної галактики AGC 203001 [Електронний ресурс]. URL: http://www.ncra.tifr.res.in/ncra/ncra/gmrt/RecentGMRTResults (дата звернення: 07.06.2020).

[44] Allen Telescope Array Overview [Електронний ресурс]. URL: https://www.seti.org/ata (дата звернення: 07.06.2020).

[45] Atacama Large Millimiter/submillimeter Array | ALMA [Електронний ресурс]. URL: https://www.almaobservatory.org/en/home/ (дата звернення: 07.06.2020).

[46] D. C. -. Bock and G. J. Carrad, "The Australia Telescope National Facility - Recent upgrades and future plans," 2013 US National Committee of URSI National Radio Science Meeting (USNC-URSI NRSM), Boulder, CO, 2013, pp. 1-1, doi: 10.1109/USNC-URSI-NRSM.2013.6525023.

[47] ASKAP Home - Australia Telescope National Facility [Електронний ресурс]. https://www.atnf.csiro.au/projects/askap/index.html (дата звернення: 07.06.2020).

[48] The Canadian Hydrogen Intensity Mapping Experiment is a revolutionary new Canadian radio telescope designed to answer major questions in astrophysics and cosmology. [Електронний ресурс]. https://chime-experiment.ca/en (дата звернення: 07.06.2020).

[49] The Combined Array For Research In Millimeter-Wave Astronomy (Carma) [Електронний ресурс]. https://www.astro.caltech.edu/research/carma/ (дата звернення: 07.06.2020).

[50] The European VLBI Network [Електронний ресурс]. https://www.evlbi.org/

(дата звернення: 07.06.2020).

[51] Korean VLBI Network (KVN) [Електронний ресурс]. https://radio.kasi.re.kr/kvn/main_kvn.php (дата звернення: 07.06.2020).

[52] LOFAR (Low Frequency Array) [Електронний ресурс]. https://www.astron.nl/telescopes/lofar/ (дата звернення: 07.06.2020).

[53] MeerKAT radio telescope [Електронний ресурс]. https://www.sarao.ac.za/gallery/meerkat/ (дата звернення: 07.06.2020).

[54] Large Latin American Millimeter Array (LLAMA) [Електронний ресурс]. https://www.ru.nl/astrophysics/radboud-radio-lab/projects/large-latin-american-millimeter-array-llama/ (дата звернення: 07.06.2020).

[55] MWA - Telescope - Murchison Widefield Array [Електронний ресурс]. https://www.mwatelescope.org/telescope (дата звернення: 07.06.2020).

[56] Multi Element Remotely Linked Interferometer Network VLBI (MERLIN) National Radio Astronomy Facility [Електронний ресурс]. http://www.e-merlin.ac.uk/ (дата звернення: 07.06.2020).

[57] The Molonglo Observatory Synthesis Telescope (MOST) [Електронний ресурс]. https://astronomy.swin.edu.au/research/utmost/?page_id=32 (дата звернення: 07.06.2020).

[58] Medicina Radio Astronomical Station - Northern Cross Radio Telescope [Електронний ресурс]. https://www.med.ira.inaf.it/crocedelnord.html (дата звернення: 07.06.2020).

[59] F. Mattiocco, O. Garnier, D. Maier, A. Navarrini and P. Serres, "Electronically Tuned Local Oscillators for the NOEMA Interferometer," in IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology, vol. 6, no. 2, pp. 212-222, March 2016, doi: 10.1109/TTHZ.2016.2525813.

[60] The Primeval Structure Telescope (PaST) [Електронний ресурс]. http://web.phys.cmu.edu/~past/ (дата звернення: 07.06.2020).

[61] The Square Kilometre Array (SKA) project [Електронний ресурс]. https://www.skatelescope.org/the-ska-project/ (дата звернення: 07.06.2020).

[62] The Square Kilometre Array [Електронний ресурс]. http://acura.craq-

astro.ca/fr/projects/ska (дата звернення: 07.06.2020).

[63] The Submillimeter Array (SMA) [Електронний ресурс]. https://www.cfa.harvard.edu/sma/ (дата звернення: 07.06.2020).

[64] Very Large Array [Електронний ресурс]. https://public.nrao.edu/telescopes/vla/ (дата звернення: 07.06.2020).

[65] Very Long Baseline Array [Електронний ресурс]. https://public.nrao.edu/telescopes/vlba/ (дата звернення: 07.06.2020).

[66] The Westerbork Synthesis Radio Telescope (WSRT) [Електронний ресурс]. https://public.nrao.edu/gallery/westerbork/ (дата звернення: 07.06.2020).

[67] Long Wavelength Array (LWA) [Електронний ресурс]. https://www.nrl.navy.mil/rsd/7210/7213/LWA (дата звернення: 07.06.2020).

[68] The Hydrogen Epoch of Reionization Array (HERA) [Електронний ресурс]. https://reionization.org/ (дата звернення: 07.06.2020).

[69] Волосюк В. К. Новые методы оптимальной и квазиоптимальной пространственно-временной обработки сигналов радиотеплового излучения в сверхширокополосных устройствах и системах / В. К. Волосюк, В. Ф. Кравченко, В. В. Павликов, Я. С. Шифрин // Анализ и синтез сложных систем в природе и технике : Международная научно-техн. конф. : сб. науч. труд., 16−18 декабря 2013 г., г. Воронеж / Воронежская государственная лесотехническая академия. – Воронеж, 2013. – С. 22−28.

[70] Шифрин Я. С. Вопросы статистической теории антенн. – М.: Сов. радио. – 1970. – 384 с. (перевод на англ. язык: Shifrin Y. S. Statistical Antenna Theory. – Golem Press, USA. – 1971. –370 p.)

[71] Pavlikov V. V. A New Method of Multi-Frequency Active Aperture Synthesis for Imaging of SAR Blind Zone / V. V. Pavlikov, V. K. Volosyuk, S. S. Zhyla, Huu Nguyen Van, Kiem Nguyen Van // The Experience of Designing and Application of CAD Systems in Microelectronics. CADSM’2017 : proc. of the 14th Intern. conf., Feb. 21–25, 2017, Polyna-Svalyava (Zakarpattya), Ukraine. – [Polyna-Svalyava], 2017. – P. 118-120. doi: 10.1109/CADSM.2017.7916099

URL : https://ieeexplore.ieee.org/document/7916099

[72] V. V. Pavlikov, K. N. Van and O. M. Tymoshchuk, "Spectral method for the spatio-spectral sensitivity domain filling in aperture synthesis system," 2016 8th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS), Odessa, 2016, pp. 124-127, doi: 10.1109/UWBUSIS.2016.7724167.

[73] V. V. Pavlikov, V. K. Volosyuk, S. S. Zhyla and N. Van Huu, "Active Aperture Synthesis Radar for High Spatial Resolution Imaging," 2018 9th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS), Odessa, 2018, pp. 252-255, doi: 10.1109/UWBUSIS.2018.8520021.

[74] V. V. Pavlikov, H. N. Van, S. S. Zhyla and V. S. Dobryak, "UWB Aperture Synthesis : Investigation of Spatio-Spectral Sensitivity Domain," 2018 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo), Odessa, Ukraine, 2018, pp. 1-5, doi: 10.1109/UkrMiCo43733.2018.9047583.

РОЗДІЛ 2
МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ВИПАДКОВОГО НАДШИРОКОСМУГОВОГО СИГНАЛУ З ГАУСІВСЬКИМ РОЗПОДІЛОМ. СТАТИСТИЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Удосконалюється математична модель випадкового надширокосмугового сигналу з гаусівським розподілом та досліджуються статистичні характеристики цієї моделі. Особливість моделі полягає в урахуванні питомого комплексного коефіцієнту розсіювання підстильної поверхні, який у статистичних характеристиках перетворюється на питому ЕПР. Отримані у розділі результати дослідження дозволять формалізувати задачу статистичного синтезу алгоритму оброблення сигналів у системі активного апертурного синтезу.

2.1 Геометрія задачі

Розглянемо геометрією задачі на рис. 2.1, де зображено антену передавача, що випромінює сигнал, та три антени, які працюють у режимі прийому відбитих сигналів. На рис. 2.1 введено наступні позначення:

D'_0 – область, яка обмежує розкрив антени, через яку випромінюється зондучий сигнал;

$\vec{d}'_i$ – вектор, який характеризує положення елементів розкриву приймальної антени відносно фазового центу i-ї антени, $i = 1..\mathrm{N}$;

D'_i – область, яка обмежує розкрив i-ї приймальної антени, $i = 1..\mathrm{N}$;

V – швидкість руху антенної системи уздовж осі $0x'$ (збігається зі швидкістю та напрямком руху аерокосмічного носія);

t – час;

$\Omega_{\max}$ – максимальне значення кута огляду, яке відраховується від напрямку в надир;

h – висота польоту;

$\alpha(t)$ – кут між напрямком в надир та довільною елементарною ділянкою C на підстильній поверхні, відносно якої розраховується «опорний» сигнал;

$\vec{r}_i'$ – вектор, який характеризує положення фазового центру i-ї антени відносно фазового центу антенної системи (може збігатися з фазовим центром антени, яка працює на випромінювання), $i = 1..\mathrm{N}$;

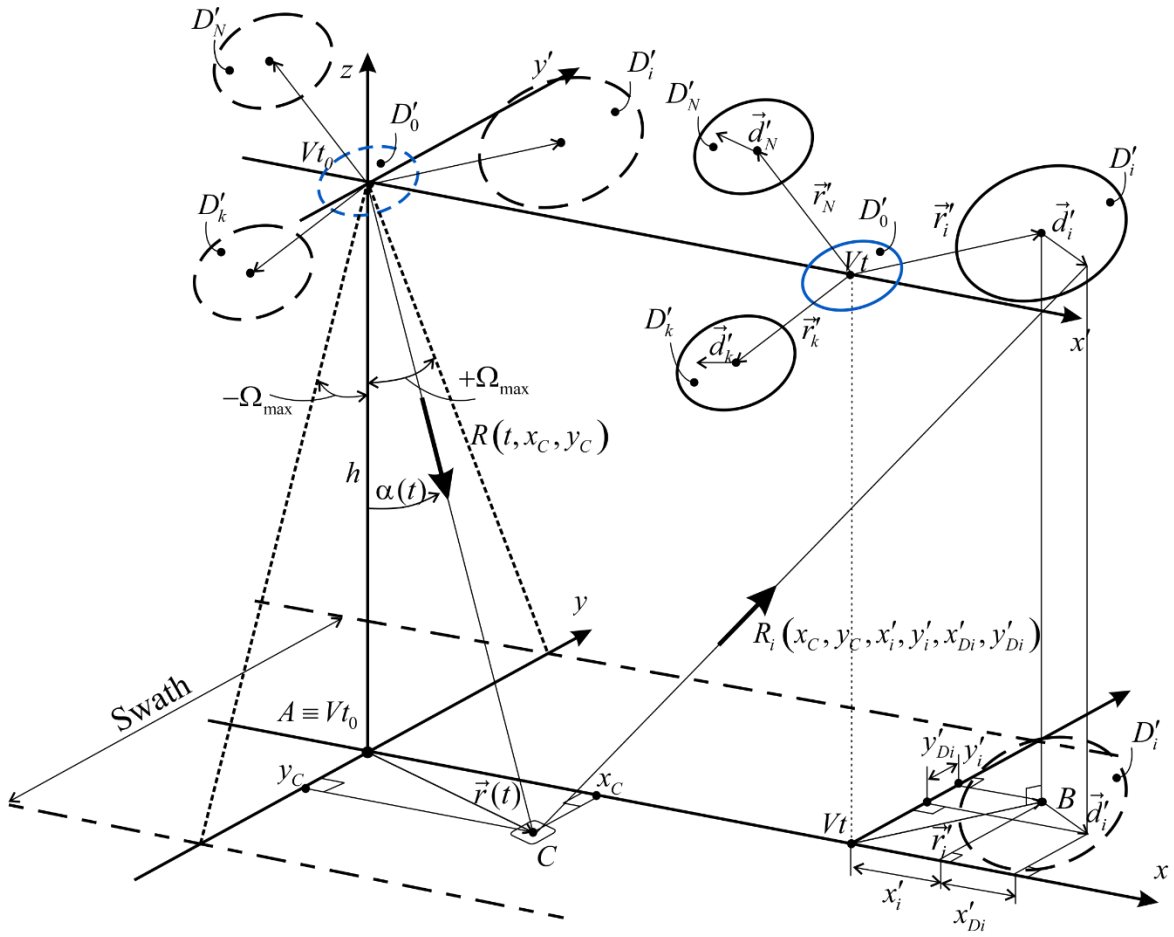
$R(t,\vec{r})$ – довжина шляху розповсюдження радіохвилі від антени, яка працює на передачу, до елементарної ділянки C підстильної поверхні;

$R(\vec{r}(t),\vec{r}_i')$ – довжина шляху розповсюдження радіохвилі від елементарної ділянки C підстильної поверхні до фазового центру i-ї приймальної антени, $i = 1..\mathrm{N}$;

η_1 – кут між проекцією $R(t,\vec{r})$ на площину xAy та напрямком руху аерокосмічної платформи;

$\eta_{2i}(t)$ – кут між проекцією лінії, яка поєднує фазовий центр i-ї приймальної антени ($i = 1..\mathrm{N}$) та точку простору Vt_0, яка відповідає початку випромінювання сигналу, та напрямком руху аерокосмічної платформи;

$\gamma_i(t)$ – кут на площині xAy між проекцією лінії, яка співпадає з напрямком руху аерокосмічної платформи та проекцією на цю площину лінії, що характеризує положення фазового центру i-ї приймальної антени відносно фазового центру антенної системи, $i = 1..\mathrm{N}$.



а)

Рисунок 2.1 − Геометрія задачі використання системи активного апертурного синтезу

2.2 Удосконалення моделі сигнала. Рівняння спостереження

Для спрощення аналітичної форми запису сигнала вважатимемо, що антенна система встановлена на аерокосмічному носієві, який рухається на висоті h відносно підстильної поверхні прямолінійно вздовж осі x' зі швидкістю V. Випромінюваний сигнал опромінює зону від −15° до +15° від надиру. Зондуючий сигнал представимо так

$$s_p(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \Pi(f)\dot{N}(j2\pi f)exp(j2\pi f t)df \quad (2.1)$$

де $\Pi(f)=\begin{cases}1 & |f|\in[f_{\min},f_{\max}],\\ 0 & |f|\notin[f_{\min},f_{\max}]\end{cases}$ – двостороння смуга пропускання по високій частоті;

$f_{\min}$, $f_{\max}$ – мінімальна та максимальна частоти у спектрі сигналу (ширина смуги $f_{\max}-f_{\min}=\Delta F$ задовольняє умові надширокосмуговості);

$\dot{N}(j2\pi f)$ – випадкова реалізація спектру стохастичного сигналу.

Відбита у напрямку приймальної антени ділянкою C частка потужності радіохвилі потрапить на i-ту антену. Затримка сигнала може бути записана у такому вигляді

$$t_{delay}(t,x_C,y_C,x_i',y_i',x_{di}',y_{di}')=c^{-1}\sqrt{h^2+(x_C-V_x t)^2+y_C^2}+ \\ +c^{-1}\sqrt{h^2+(x_C-V_x t-x_i'-x_{Di}')^2+(y_C-y_i'-y_{Di}')^2}, \qquad (2.2)$$

де c – швидкість руху світла у вільному просторі.

Визначимо моделюванням закон зміни часу затримки $t_{delay}(\cdot)$ для випадку прямолінійного польоту зі сталою швидкістю.

Приклад 1 Нехай $h=10$ км, $V_x=300$ м/с, координати елементарної ділянки $C\,[x_C,y_C]=[150\text{м}, 20\text{м}]$, час моделювання $t\in[0,1]$ с, $\gamma_i=20^\circ$, $|\vec{r}_i'|=10$ м. Час затримки $t_{delay}(t,\cdot)$ описується за квадратичною функцією, показаною на рис. 2.2а.

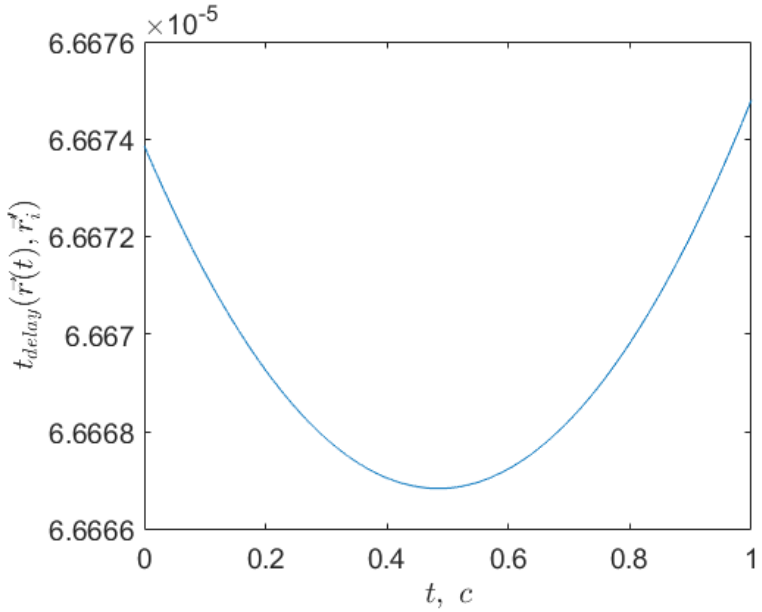


Рисунок 2.2 – Затримка $t_{delay}\left(\vec{r}(t),\vec{r}_i'\right)$, як функція часу

Приклад 2. Нехай $h=400\,\text{км}$, $V=6000\,\text{м/с}$, $\left[x_C,y_C\right]=\left[3000\text{м},\,500\text{м}\right]$, $t\in\left[0,1\right]\text{с}$, $\gamma_i=-45^\circ$, $\left|\vec{r}_i'\right|=20\text{ м}$. Час затримки $t_{delay}\left(\vec{r}(t),\vec{r}_i'\right)$ описується квадратичною функцією, показаною на рис. 2.3.

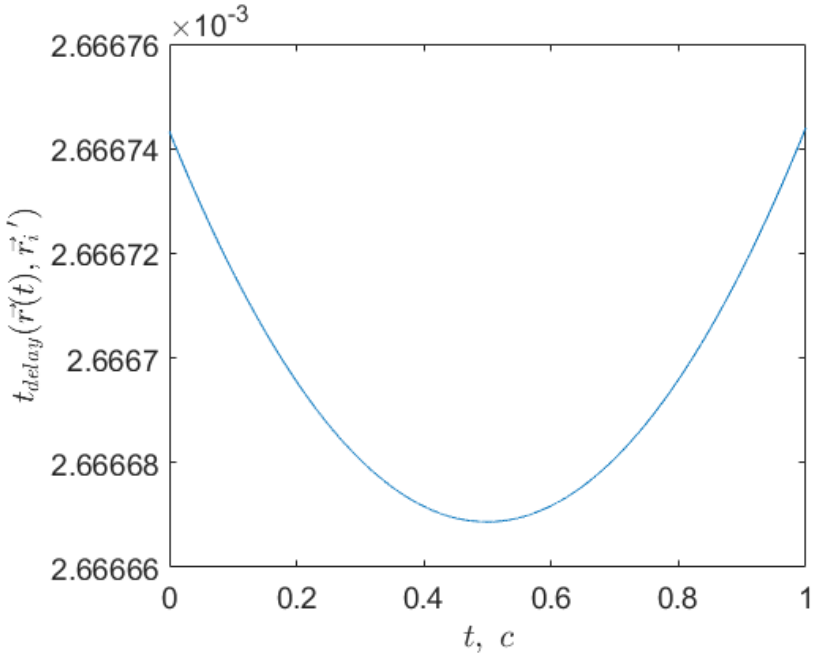


Рисунок 2.3 – Затримка $t_{delay}\left(\vec{r}(t),\vec{r}_i'\right)$, як функція часу

Із аналізу рис. 2.2 та 2.3 випливає, щозакон зміни $t_{delay}\left(\vec{r}(t),\vec{r}_i'\right)$ описується квадратичною функцією.

Приклад 3. Нехай на прийом працюють три антени з фазовими центрами у точках

$$\gamma_1 = 15^\circ,\ |\vec{r}_1'| = 13\text{ м};\ \gamma_2 = -25^\circ,\ |\vec{r}_2'| = 20\text{ м};\ \gamma_3 = 70^\circ,\ |\vec{r}_3'| = 17\text{ м}.$$

Для $h = 400\,\text{км}$, $V = 6000\,\text{м/с}$, $C\left[x_C, y_C\right] = \left[3000\text{м}, 500\text{м}\right]$, $t \in \left[0,1\right]$ с, зображено на рис. 2.4.

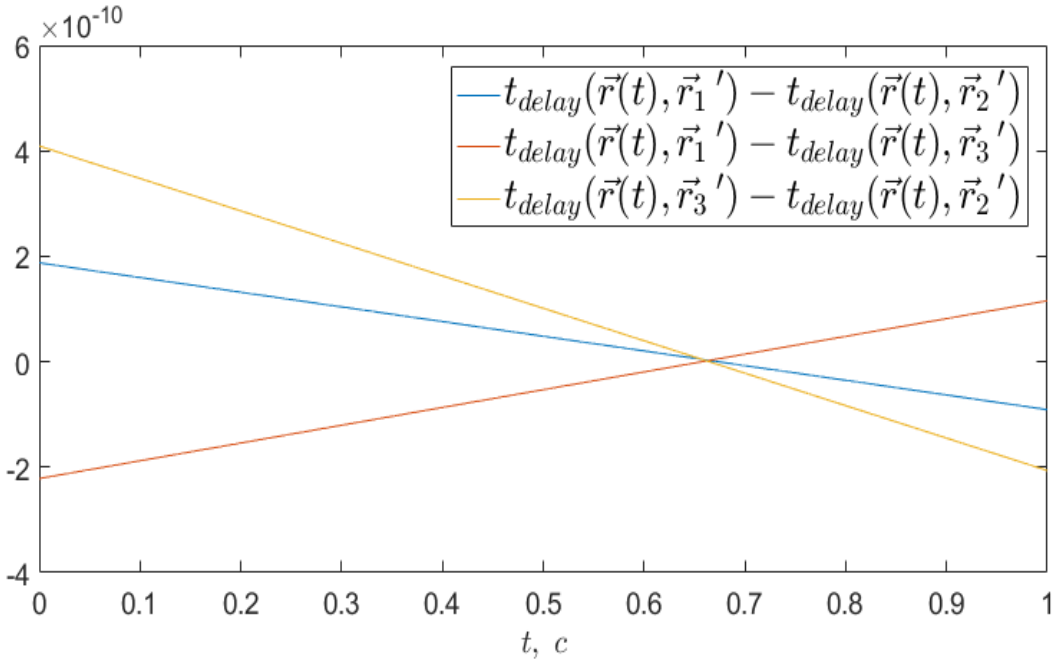


Рисунок 2.4 – Різниця затримок сигналів, прийнятих різними парами антен, яка змінюється за лінійним законом

Приклад 4. Аналогічний приклад з використяннм восьми прийомних антен з фазовими центрами у точках

$$\gamma_1 = 5^\circ,\ |\vec{r}_1'| = 4\text{ м};\ \gamma_2 = 35^\circ,\ |\vec{r}_2'| = 2\text{ м};$$

$$\gamma_3 = 74^\circ,\ |\vec{r}_3'| = 3\text{ м};\ \gamma_4 = 97^\circ,\ |\vec{r}_4'| = 4\text{ м};$$

$$\gamma_5 = 123^\circ,\ |\vec{r}_5'| = 5\text{ м};\ \gamma_6 = 205^\circ,\ |\vec{r}_6'| = 4{,}5\text{ м};$$

$\gamma_7 = 260^\circ$, $|\vec{r}_7'| = 3{,}3$ м; $\gamma_8 = 315^\circ$, $|\vec{r}_8'| = 4{,}8$ м.

Для $h = 10$ км, $V = 300$ м/с, C $[x_C, y_C] = [150\text{м}, 10\text{м}]$, $t \in [0,1]$ с різницю часу затримок між першою і іншими антенами зображено на рис. 2.5.

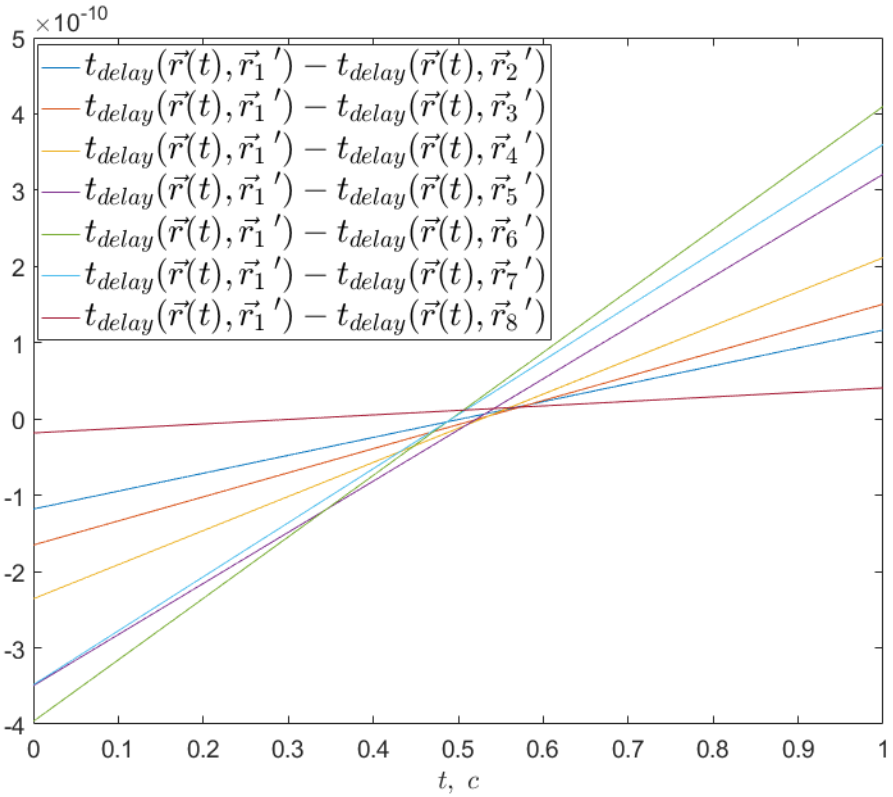


Рисунок 2.5 – Різниця часу затримки між сигналами, які надійши на першу антену та іншими сімома антенами

Із рис. 2.4 та рис. 2.5 випливає ***закономірність***: різниця між часом затримки сигналу у різних пар антен у антенній системі має вигляд функції, близької до лінійної, хоча затримка до кожної з антен описується квадратичною функцією.

Модель спостереження для i-го каналу запишемо у вигляді адитивної суміші прийнятого сигналу та внутрішнього шуму приймача:

$$\{u_i(t)\}_{i=1}^{N} = \{s_{ri}(t) + n_i(t)\}_{i=1}^{N} \tag{2.3}$$

де корисний сигнал і шум представимо наступними моделями:

$$s_{ri}(t,x_i',y_i') = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} I(x_{di}',y_{di}') \times$$

$$\times s_p(t,x_C,y_C,x_i',y_i',x_{di}',y_{di}')dx_{di}'\,dy_{di}'\,dx_C\,dy_C \approx$$

$$\approx \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} \Pi(f,\Delta F)\dot{F}_i(f,x_C-Vt,x_C,y_C)\dot{G}(f,x_C-Vt,x_C,y_C)\times$$

$$\times \dot{N}(j2\pi f)\dot{F}_C(f,x_C,y_C)\times$$

$$\times exp\left(j2\pi f \left[\begin{array}{c} t-\frac{1}{c}\sqrt{h^2+(x_C-V_x t)^2+y_C^2}- \\ -\frac{1}{c}\sqrt{h^2+(x_C-V_x t-x_i')^2+(y_C-y_i')^2} \end{array} \right] \right) \times \tag{2.4}$$

$$\times df\,dx_C\,dy_C,$$

$$n_i(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \Pi(f,\Delta F,\Delta F_D)\dot{N}_{n,i}(j2\pi f)exp(j2\pi f t)df. \tag{2.5}$$

У (2.4) і (2.5) введено наступні позначення:

$\dot{G}(\cdot)$ – комплексна частотнозалежна діаграма спрямованості антени, яка працює на випромінювання;

$\dot{F}_i(f,x_C-Vt,x_C,y_C)$ – комплексна частотнозалежна ДС i-ї приймальної антени.

$\dot{F}_C(\cdot)$ – комплексний коефіцієнт розсіювання елементарної ділянки підстильної поверхні;

$\dot{I}(\cdot)$ – амплітудно-фазове розподілення поля у i-й апертурі антен, які працюють у режимі прийому;

$\dot{N}\left(j2\pi f\right)$ – стохастична спектральна густина комплексної амплітуди спектра сигналу;

$\dot{N}_{n,i}\left(j2\pi f\right)$ – стохастична спектральна густина комплексної амплітуди спектра шуму.

Формально [1-4] частота Доплера може бути представлена так:

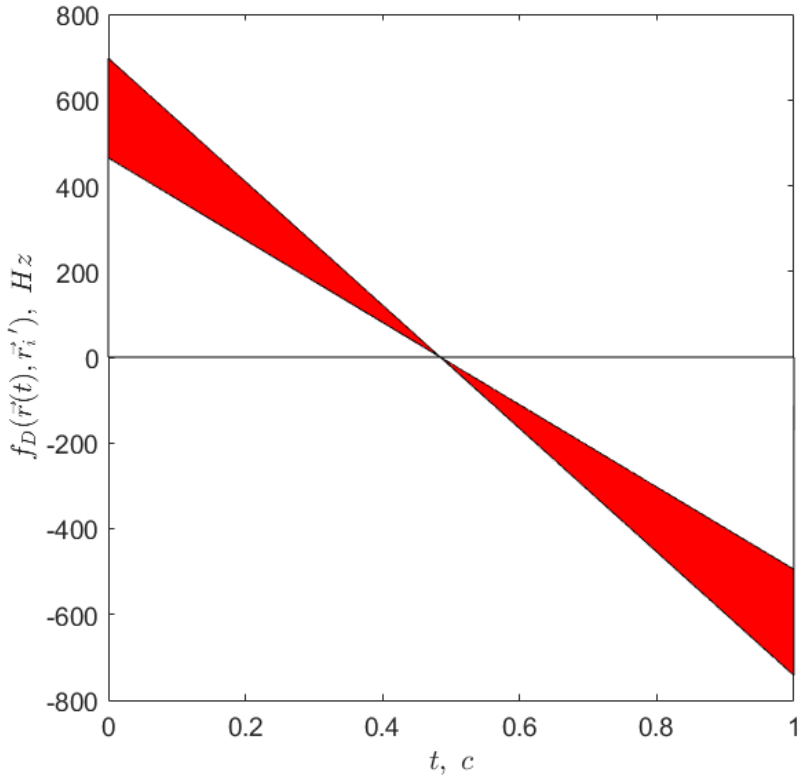
$$f_{Di}\left(\vec{r}(t),\vec{r}_i'\right)=-2\frac{f}{c}\frac{d}{dt}\left(R\left(t,\vec{r}(t)\right)+R\left(\vec{r}(t),\vec{r}_i'\right)\right) \quad (2.6)$$

де аналітичні вирази для $R\left(t,\vec{r}(t)\right)$ і $R\left(\vec{r}(t),\vec{r}_i'\right)$ записано з огляду на геометрію задачі.

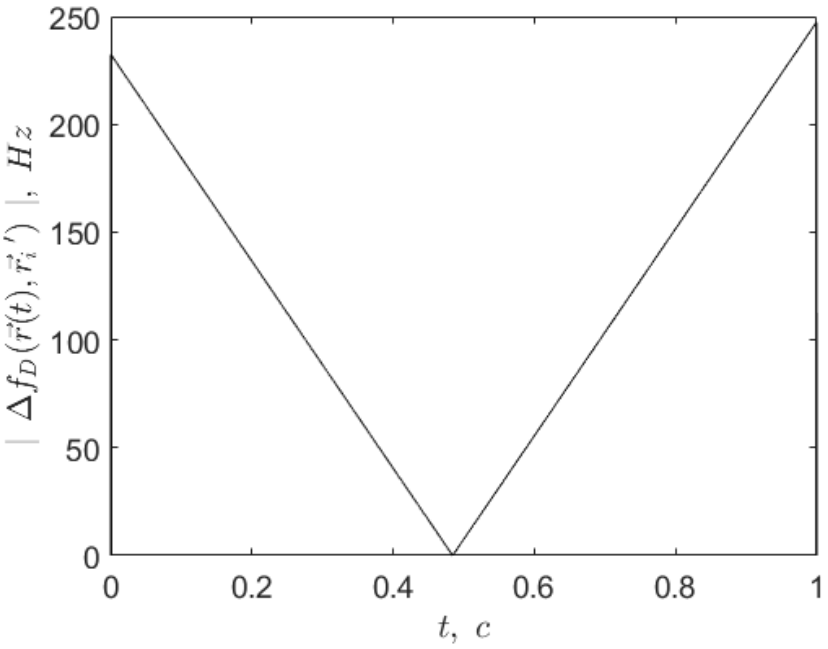
Із аналізу (2.6) випливає, що частота Доплера змінюється за лінійним законом, причому для широко/надширокосмугових сигналів вона залежить від частоти. Покажемо це.

Скористаємося попередніми прикладами 1 і 2. Нехай частотний діапазон радіокомплексу обмежено так $f\in\left[8,12\right]$ ГГц. На рис. 2.6 показані зміни частоти Доплера в цих межах.

Аналогічні розрахунки для частот $f\in\left[90,100\right]$ ГГц показані на рис. 2.7.



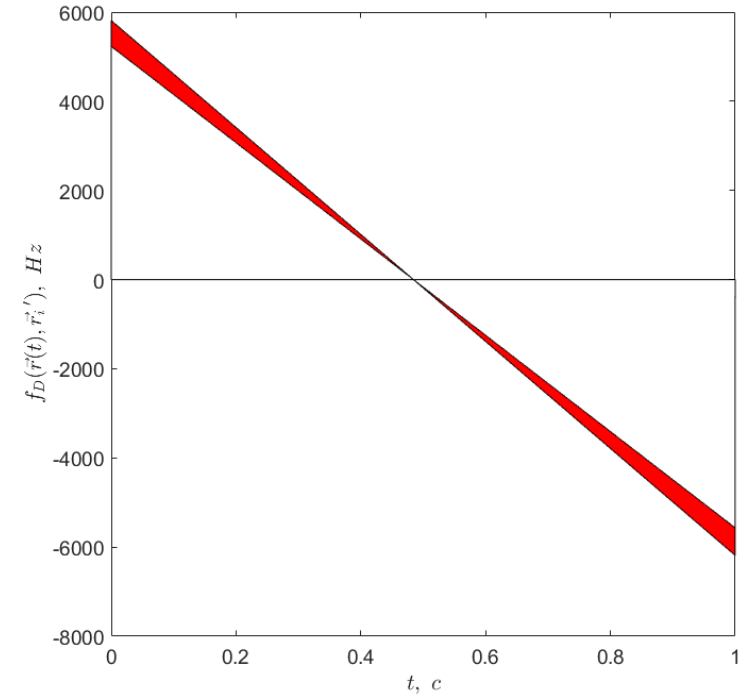
а)



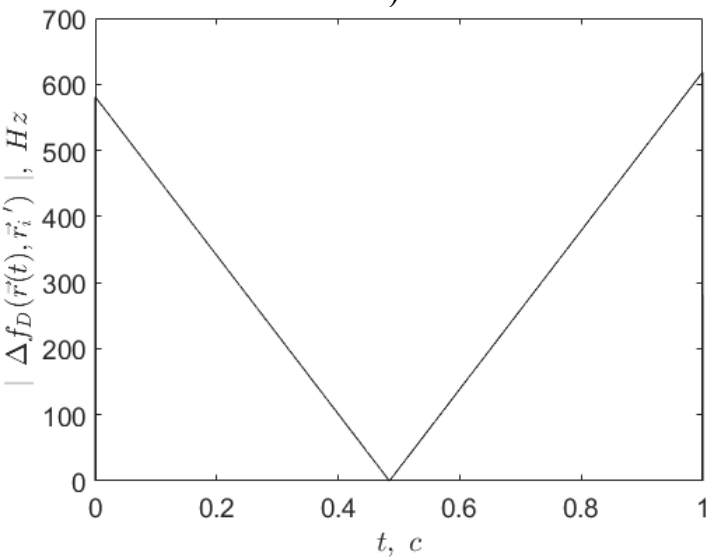
б)

Рисунок 2.6 − Границя розширення смуги робочих частот радіосистеми при $[8,12]$ ГГц – а) та розширення ширини смуги пропускання – б) (використані наступні параметри моделювання $h = 10$ км, $V = 300$ м/с, $[x_C, y_C] = [150\text{м}, 20\text{м}]$, $t \in [0,1]$ с, $\gamma_i = 20^\circ$, $|\vec{r}_i'| = 10$ м)

На рис. 2.8, рис. 2.9 наведено розширення смуги пропускання, як функції часу для $h = 400\,\text{км}$, $V = 6000\,\text{м/с}$, $[x_C, y_C] = [3000\text{м}, 500\text{м}]$, $t \in [0,1]\,\text{с}$, $\gamma_i = -45^\circ$, $|\vec{r}_i'| = 20\ \text{м}$.



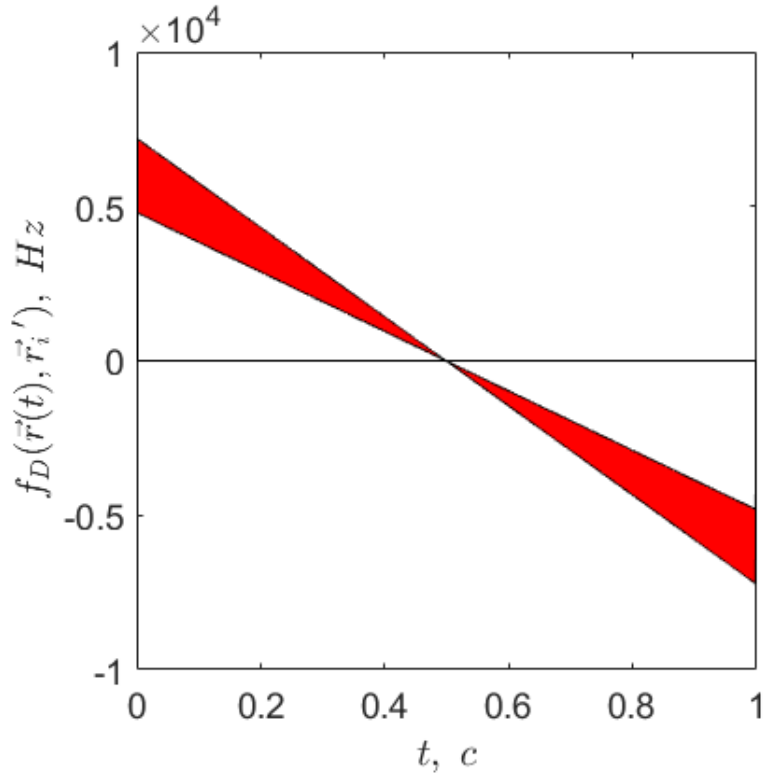
а)



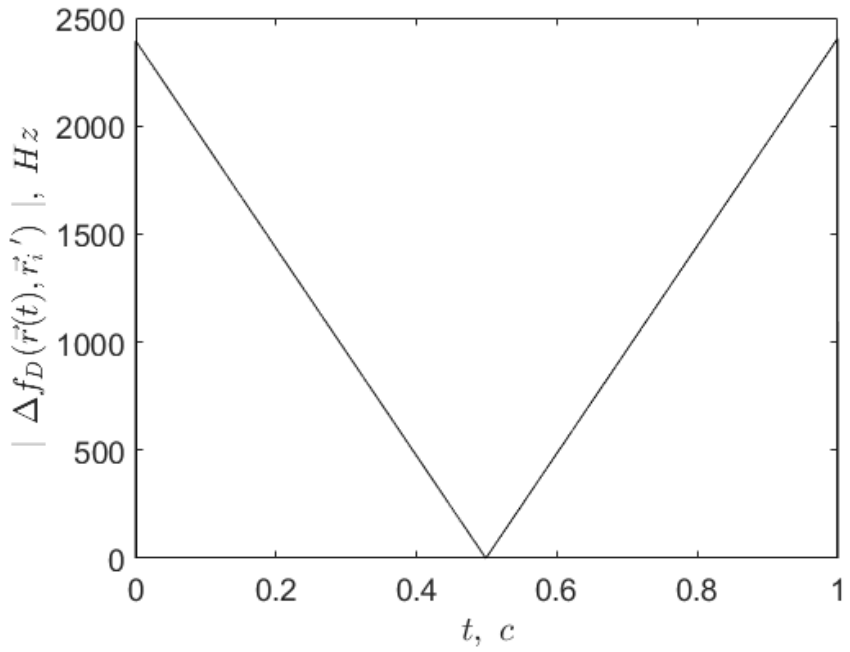
б)

Рисунок 2.7 − Границя розширення смуги робочих частот радіосистеми при $[90,100]$ ГГц– а) та розширення ширини смуги пропускання – б)

($h = 10\,\text{км}, V = 300\,\text{м/с}, [x_C, y_C] = [150\text{м}, 20\text{м}], t \in [0,1]\,\text{с}, \gamma_i = 20^\circ, |\vec{r}_i'| = 10\ \text{м}$)



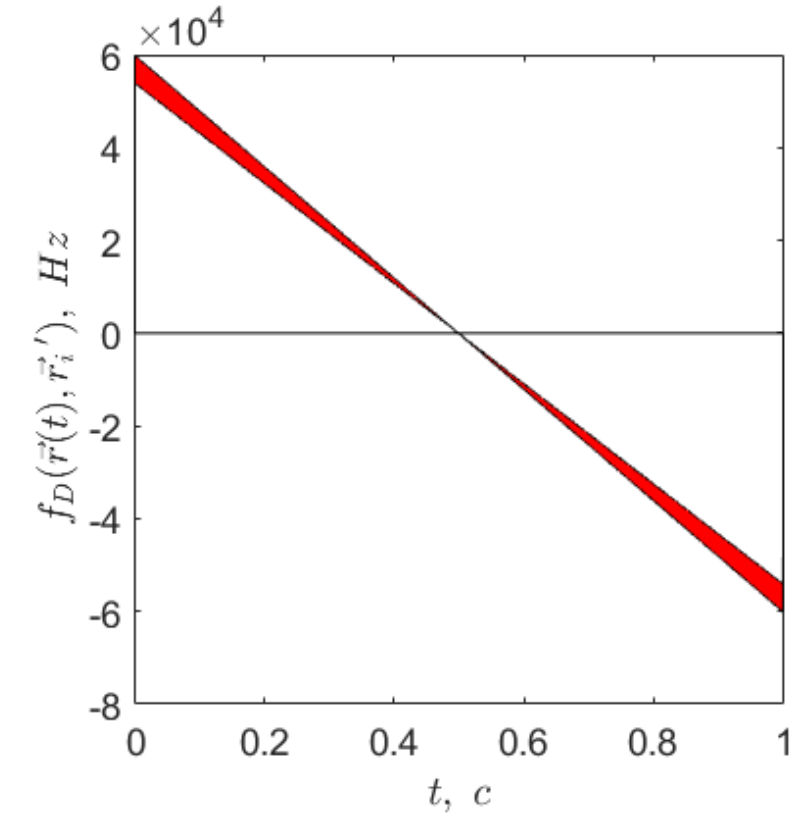
а)



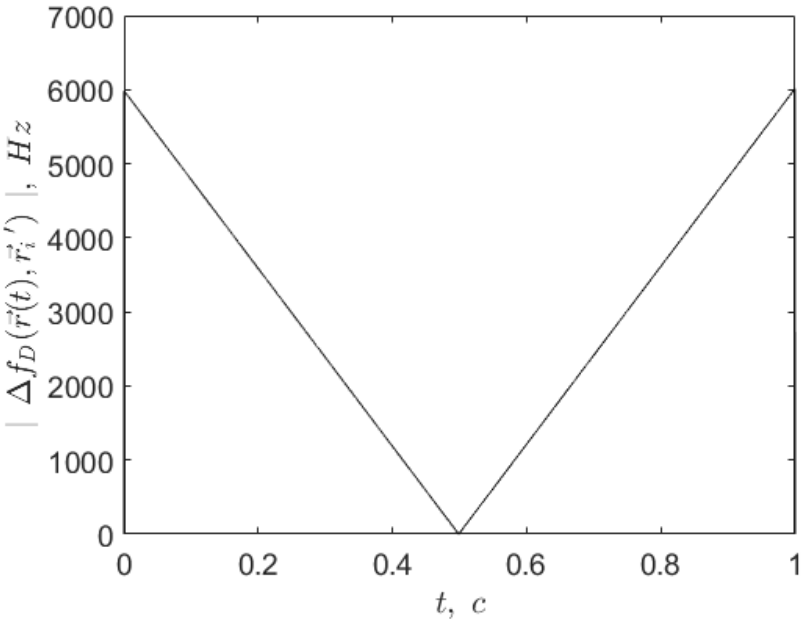
б)

Рисунок 2.8 − Границя розширення смуги робочих частот радіосистеми при $[8,12]$ ГГц – а) та розширення ширини смуги пропускання – б)

($h = 400$ км, $V = 6000$ м/с, $[x_C, y_C] = [3000\text{м}, 500\text{м}]$, $t \in [0,1]$ с, $\gamma_i = -45^\circ$, $|\vec{r}_i'| = 20$ м)



а)



б)

Рисунок 2.9 − Границя розширення смуги робочих частот радіосистеми при $[90,100]$ ГГц– а) та розширення ширини смуги пропускання – б) ($h = 400$ км, $V = 6000$ м/с, $[x_C, y_C] = [3000\text{м}, 500\text{м}]$, $t \in [0,1]$ с, $\gamma_i = -45^\circ$, $|\vec{r}_i'| = 20$ м)

При моделюванні вищенаведених рисунків синтез відбувався протягом 1 с. За цей час кут спостереження за точкою Vt з точки С, який визначається формулою

$$\xi_i(t) = \operatorname{acos}\left(\frac{R^2\left(t,\vec{r}(t)\right) + R^2\left(\vec{r}(t),\vec{r}_i'\right) - \left(\vec{V}t + \vec{r}_i' + \vec{d}_i'\right)^2}{2R\left(t,\vec{r}(t)\right)R\left(\vec{r}(t),\vec{r}_i'\right)} \right) = \\ = \operatorname{acos}\left(\frac{R^2\left(t,\vec{r}(t)\right) + R^2\left(\vec{r}(t),\vec{r}_i'\right) - AB^2(t)}{2R\left(t,\vec{r}(t)\right)R\left(\vec{r}(t),\vec{r}_i'\right)} \right), \tag{2.7}$$

склав $\max\left\{\xi_i(t)\right\}\Big|_{\substack{t=1\text{ s}\\ \text{h=400 km}\\ \text{V=6000 m/s}}} = 0{,}86^\circ$ і $\max\left\{\xi_i(t)\right\}\Big|_{\substack{t=1\text{ s}\\ \text{h=10 km}\\ \text{V=300 m/s}}} = 1{,}77^\circ$.

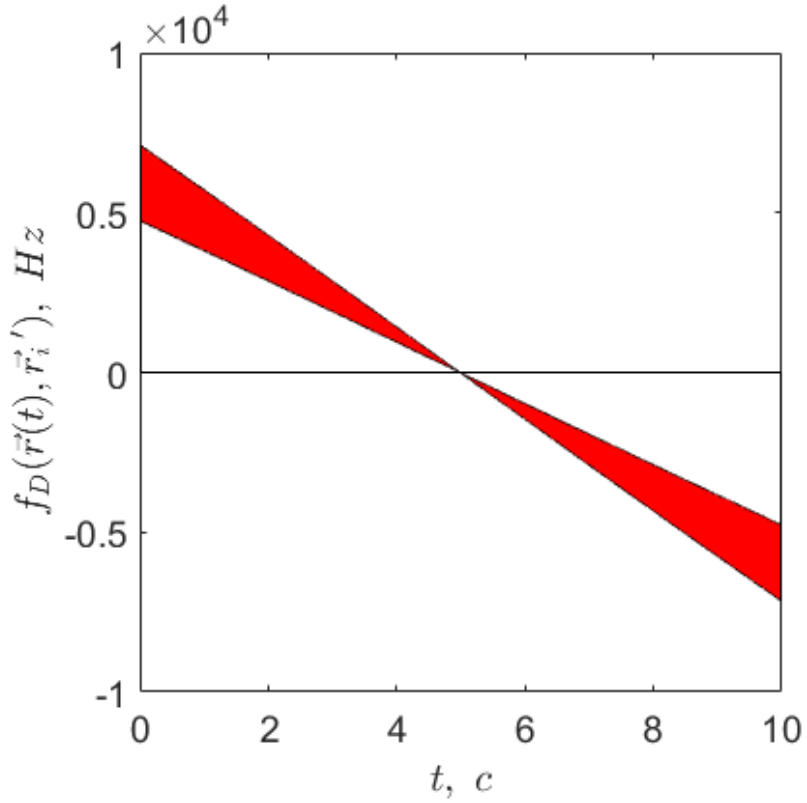
Тут прийнято, що $\left(\vec{V}t + \vec{r}_i' + \vec{d}_i'\right)^2 = AB^2(t)$. Ця умова виконується коли вектори $\vec{V}$, $\vec{r}_i'$ і $\vec{d}'$ лежать у площині (x',y',h).

Для зони Френеля (2.10) необхідно використовувати у такому вигляді

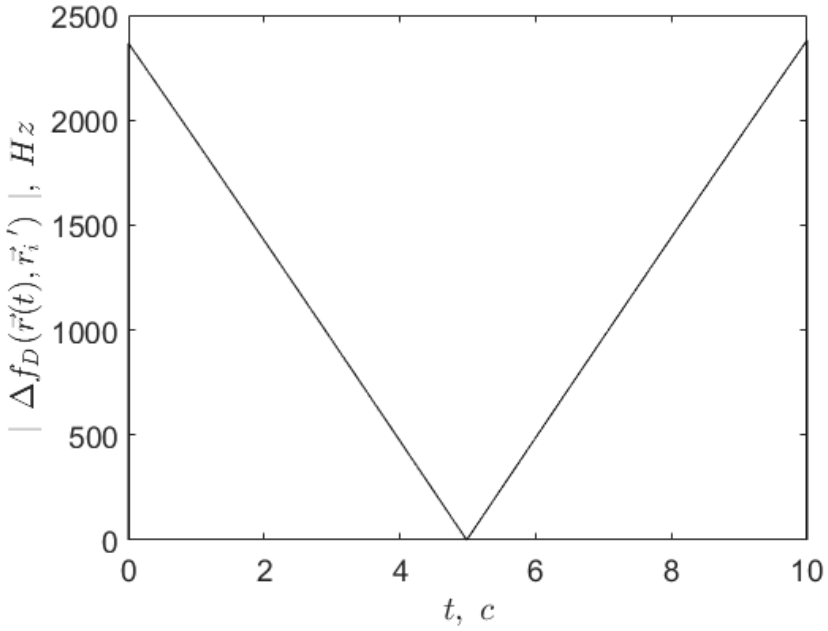
$$\xi_{i,\text{ФР}}(t) = \operatorname{acos}\left(\frac{R^2\left(t,\vec{r}(t)\right) + R^2\left(\vec{r}(t),\vec{r}_i'\right) - \left(\vec{V}t + \vec{r}_i' + \vec{d}_i'\right)^2}{2R\left(t,\vec{r}(t)\right)R\left(\vec{r}(t),\vec{r}_i'\right)} \right).$$

Очевидно, що розглядувані кути досить малі, щоб спрацював синтез (накопичення) апертури. Тому нехай синтез виконується протягом 10 с. повторно скористаємося раніше розглянутими прикладами та побудуємо графіки, аналогічні показаним на рис. 2.6-2.9.

Приклад 1: $\max(t) = 10c$, $h = 10\,\text{км}$, $V = 300\,\text{м/с}$, $[x_C, y_C] = [150\text{м}, 20\text{м}]$, $\gamma_i = 20^\circ$, $|\vec{r}_i'| = 10$ м. При вказаних параметрах розширення смуги робочих частот показане на рис. 2.10 – для $f \in [8,12]$ ГГц і на рис. 2.11 – для $f \in [90,100]$ ГГц.



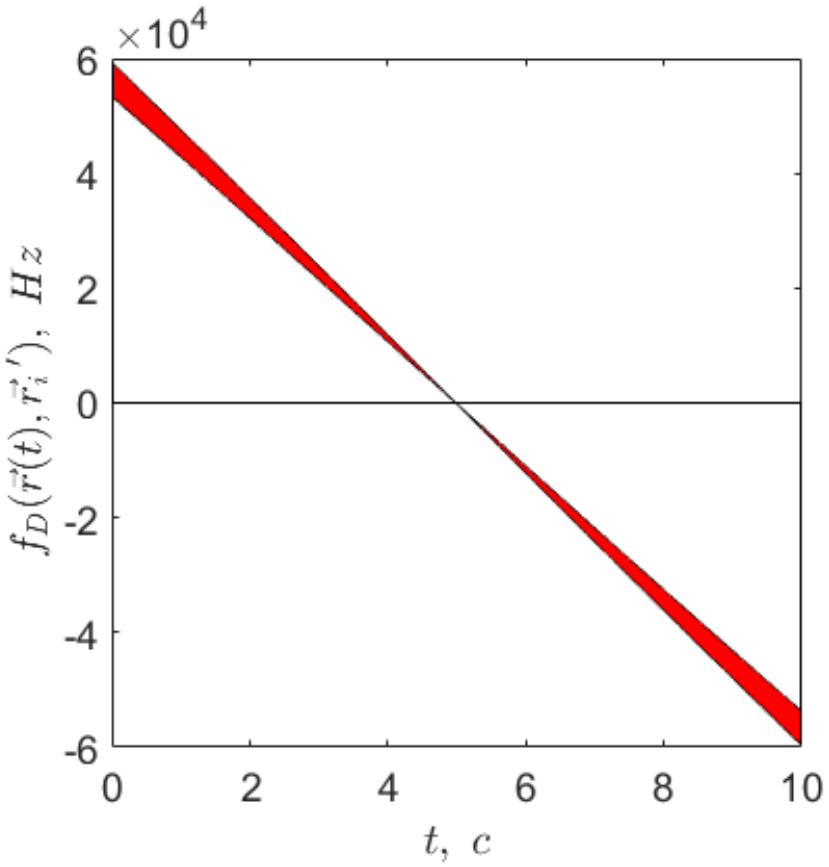
а)



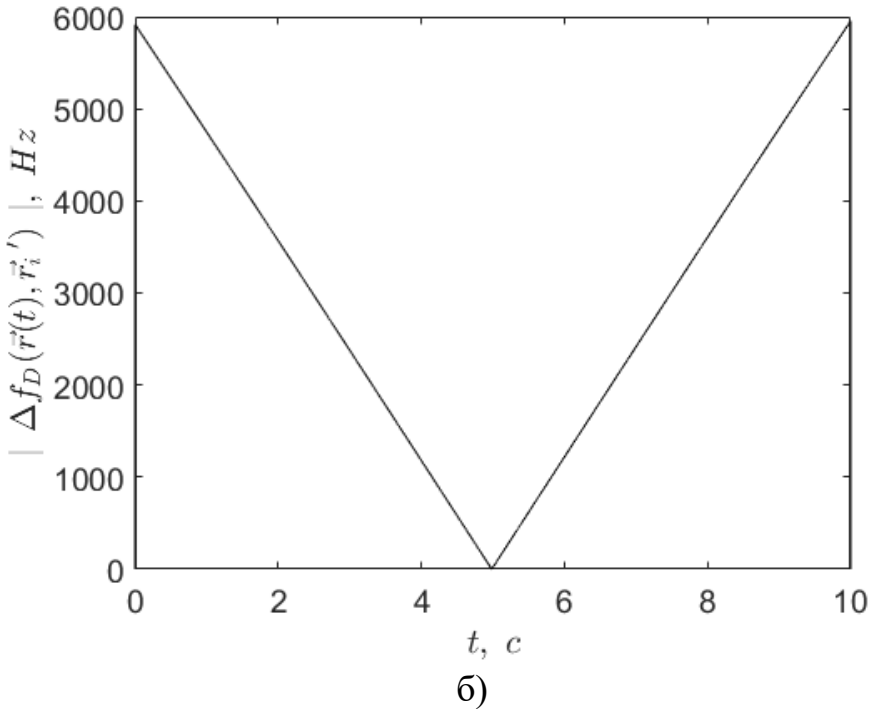
б)

Рисунок 2.10 – Границя розширення смуги пропускання при робочих частотах $[8,12]$ ГГц – а); розширення ширини смуги пропускання – б)

($h = 10$ км, $V = 300$ м/с, $[x_C, y_C] = [150\text{м}, 20\text{м}]$, $t \in [0,10]$ с, $\gamma_i = 20^\circ$, $|\vec{r}_i'| = 10$ м)



а)

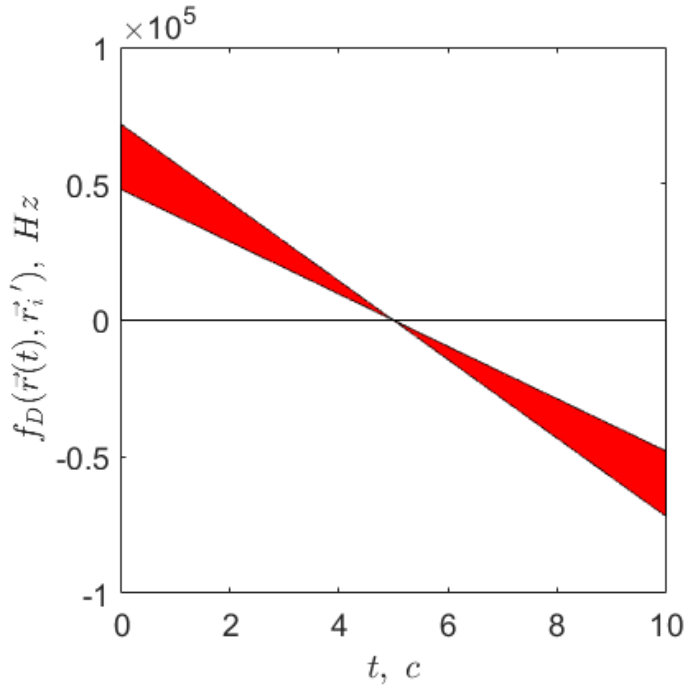


б)

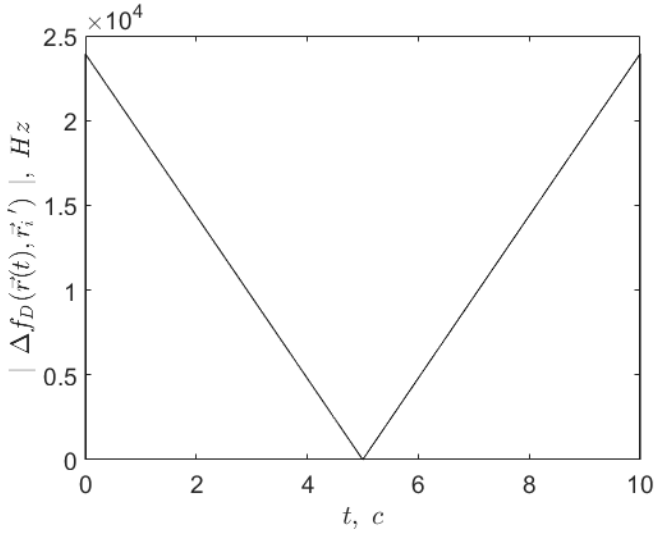
Рисунок 2.11 − Границя розширення смуги пропускання при робочих частотах $[90,100]$ ГГц – а); розширення ширини смуги пропускання – б)

($h = 10$ км, $V = 300$ м/с, $[x_C, y_C] = [150\text{м}, 20\text{м}]$, $t \in [0,10]$ с, $\gamma_i = 20^\circ$, $|\vec{r}_i'| = 10$ м)

Приклад 2: $\max(t)=10c$, $h=400\,\text{км}$, $V=6000\,\text{м/с}$, $[x_C,y_C]=[3000\text{м},\,500\text{м}]$, $t\in[0,10]\,\text{с}$, $\gamma_i=-45^\circ$, $|\vec{r}_i'|=20\,\text{м}$. Розширення робочої смуги відображено на рис. 2.12 – для $f\in[8,12]$ ГГц і на рис. 2.13 – для $f\in[90,100]$ ГГц.



а)

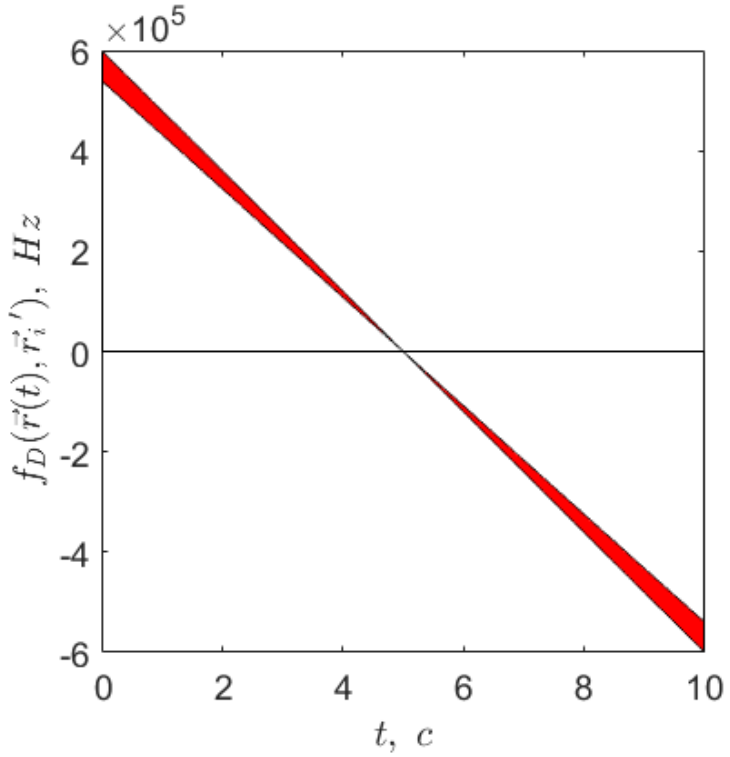


б)

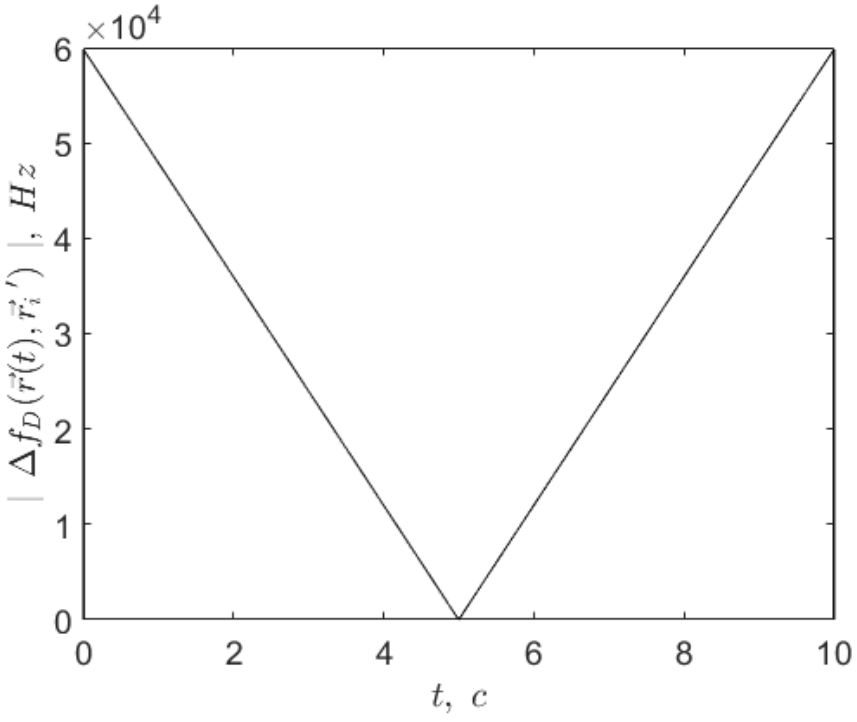
Рисунок 2.12 − Границя розширення смуги пропускання при робочих частотах $[8,12]$ ГГц – а); розширення ширини смуги пропускання – б)

($h=400\,\text{км}$, $V=6000\,\text{м/с}$, $[x_C,y_C]=[3000\text{м},\,500\text{м}]$, $t\in[0,10]\,\text{с}$, $\gamma_i=-45^\circ$,

$|\vec{r}_i'| = 20$ м)



а)



б)

Рисунок 2.13 − Границя розширення смуги пропускання при робочих частотах $[90,100]$ ГГц– а); розширення ширини смуги пропускання – б)

($h = 400$ км , $V = 6000$ м/с , $[x_C, y_C] = [3000\text{м}, 500\text{м}]$, $t \in [0,10]$ с , $\gamma_i = -45^\circ$,

$$\left|\vec{r}_i'\right| = 20 \text{ м})$$

Результати моделювання вказують на те, що частота для швидкостей польоту аерокосмічних носіїв до 6000 м/год і робочих частот до 100 ГГц змінюється за лінійним законом, а максимальний Доплер − 600 кГц при накопиченні 10 с і 60 кГц при накопчені 1 с.

В вочевидь, що для більшості реальних випадків, коли обробляється смуга частот у декілька ГГц зміщенням частоти навіють у 600 кГц можна знехтувати.

2.3 Статистичні характеристики спостереження

Корисний сигнал задано (2.4). Середнє значення відбитого поверхнею і прийнятого i-ю приймальною антеною рівне нулю

$$\left\langle s_{ri}\left(t, x_i', y_i'\right)\right\rangle =$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} \Pi\left(f, \Delta F\right)\dot{F}\left(f, x_C - Vt, x_C, y_C\right)\dot{G}\left(f, x_C - Vt, x_C, y_C\right)\times$$

$$\times \underbrace{\left\langle \dot{N}\left(j2\pi f\right)\dot{F}_C\left(f, x_C, y_C\right)\right\rangle}_{0}\times$$

$$\times exp\left(j2\pi f\left[\begin{array}{c} t - \frac{1}{c}\sqrt{h^2 + \left(x_C - V_x t\right)^2 + y_C^2} - \\ \\ -\frac{1}{c}\sqrt{h^2 + \left(x_C - V_x t - x_i'\right)^2 + \left(y_C - y_i'\right)^2} \end{array}\right]\right)\times$$

$$\times df\, dx_C\, dy_C = 0,$$

де $\langle\cdot\rangle$ − оператор статистичного усереднення.

Внутрішній шум (1.5) за визначенням −це широкосмуговий гауссівський процес з нульовим середнім $\langle n_i(t)\rangle = 0$:

$$\langle n_i(t)\rangle = \frac{1}{2}\int_{-\infty}^{\infty}\langle N_n(f)\rangle \Pi^2(f,\Delta F)exp\left(j2\pi f(t_1-t_2)\right)df = 0 \qquad (2.8)$$

Відомо, що для гауссівського процессу з нульовим середнім уся інформація знаходиться у матриці кореляційних функцій, яку знайдено у наступному вигляді (Додаток А):

$$\underline{R}_u(t_1,t_2,R_F) = \left\langle \vec{u}(t_1)\vec{u}^T(t_2)\right\rangle =$$

$$= \frac{1}{2}Re\left(\begin{array}{c} \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\Pi^2(f,\Delta F)\dot{F}_i(f,x_C-Vt_1,y_C)\dot{F}_j^*(f,x_C-Vt_2,y_C)\times \\ \times\dot{G}(f,x_C-Vt_1,y_C)\dot{G}^*(f,x_C-Vt_2,y_C)\times \\ \times N(f)R(f,x_C,y_C)exp\left(j2\pi f(t_1-t_2)\right)\times \\ \times exp\left(j2\pi\frac{f}{c}\left[\begin{array}{c}\sqrt{h^2+(x_C-V_xt_2)^2+y_C^2}-\sqrt{h^2+(x_C-V_xt_1)^2+y_C^2}+ \\ +\sqrt{h^2+(x_C-V_xt_2-x_j')^2+(y_C-y_j')^2}- \\ -\sqrt{h^2+(x_C-V_xt_1-x_i')^2+(y_C-y_i')^2}\end{array}\right]\right)\times \\ \times df\ dx_C\,dy_C \end{array}\right)_{i,j=1}^{N} +$$

$$+\frac{1}{2}\underline{I}\int_{-\infty}^{\infty}N_n(f)\Pi^2(f,\Delta F)exp\left(j2\pi f(t_1-t_2)\right)df. \qquad (2.9)$$

Тут $R(f,x_C,y_C)$ – питома ЕПР елементарної ділянки з координатами (x_C,y_C), яка в розв'язуваній задачі є шуканої функцією і являє собою радіозображення, $\underline{I}$ – одинична матриця, $N(f)$ і $N_n(f)$ спектральні щільності потужності корисного сигналу і шуму.

При виводі формули для матриці кореляційних функцій використані наступні припущення (відповідають фізиці розглядуваних у задачі процесів):

$$\left\langle \dot{F}_C(f_1,x_{C1},y_{C1})\dot{F}_C^*(f_2,x_{C2},y_{C2})\right\rangle = \\ = R(f_1,f_2,x_{C1},y_{C1})\delta(x_{C1}-x_{C2})\delta(y_{C1}-y_{C2}), \quad (2.10)$$

$$\left\langle \dot{N}(j2\pi f_1)\dot{N}^*(j2\pi f_2)\right\rangle = N(f_1)\delta(f_1-f_2) \quad (2.11)$$

де $\delta(f_1-f_2)$ – дельта функція Дірака.

2.4 Дослідження фізичної сутності матриці кореляційних функцій

В (2.9) введено наступні позначення:

– множник $\dot{F}_i(f,x_C-Vt_1,y_C)\dot{F}_j^*(f,x_C-Vt_2,y_C)\dot{G}(f,x_C-Vt_1,y_C)\times$ $\times\dot{G}^*(f,x_C-Vt_2,y_C)$ обмежує область спостереження підстильної поверхні;

– множник $\Pi^2(f,\Delta F)$ обмежує область робочих частот радіосистеми.

Фізичний сенс функції

$$\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} I\left(x'_{di},y'_{di}\right)exp\left(-j2\pi\frac{f}{c}\sqrt{h^2+\left(x_C-V_x t_1-x'_i-x'_{Di}\right)^2+\left(y_C-y'_i-y'_{Di}\right)^2}\right)dx'_{di}\,dy'_{di}\approx$$

$$\approx \dot{F}_i\left(f,x_C-V_x t,y_C\right)exp\left(-j2\pi\frac{f}{c}\sqrt{h^2+\left(x_C-V_x t_1-x'_i\right)^2+\left(y_C-y'_i\right)^2}\right) \quad (2.12)$$

пояснимо чисельним моделюванням.

На рис. 2.14 показано графік функції (2.12), отриманий при використанні наступних параметрів польоту: $h=10$ км, $V_x=600$ м/с, $t=0:15$ с, $x_C=4{,}5$ км, $y_C=20$ м, $x'_i=10$ м, $y'_i=3$ м, $f=8$ ГГц, $I\left(x'_{di},y'_{di}\right)=\begin{cases}1 & \left(x'_{di}\right)^2+\left(y'_{di}\right)^2\le(0{,}1)^2;\\ 0 & \left(x'_{di}\right)^2+\left(y'_{di}\right)^2>(0{,}1)^2.\end{cases}$

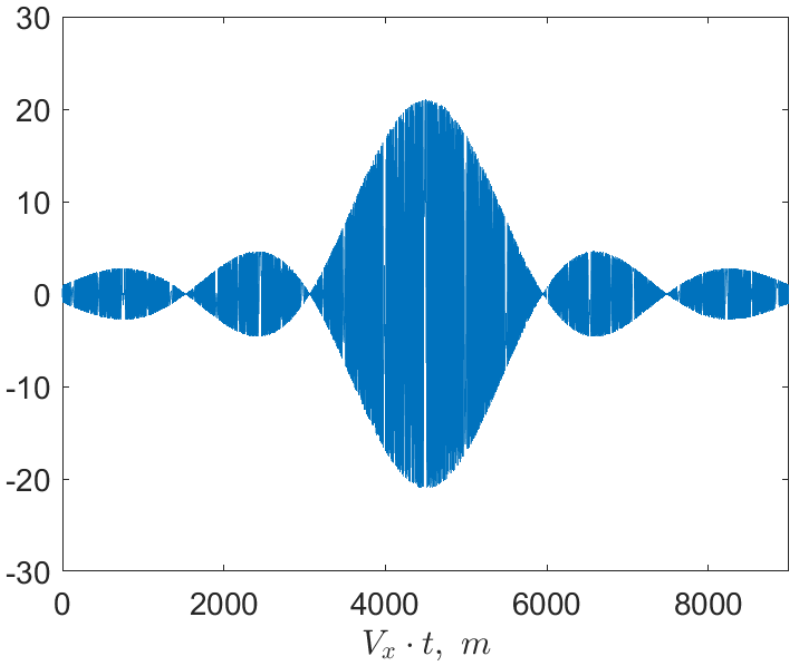


Рисунок 2.14 – Графік функції (2.12), отриманий при $h=10$ км, $V_x=600$ м/с, $t=0:15$ с, $x_C=4{,}5$ км, $y_C=20$ м, $x'_i=10$ м, $y'_i=3$ м, $f=8$ ГГц.

Збільшена центральна частина графіку показана на рис. 2.15.

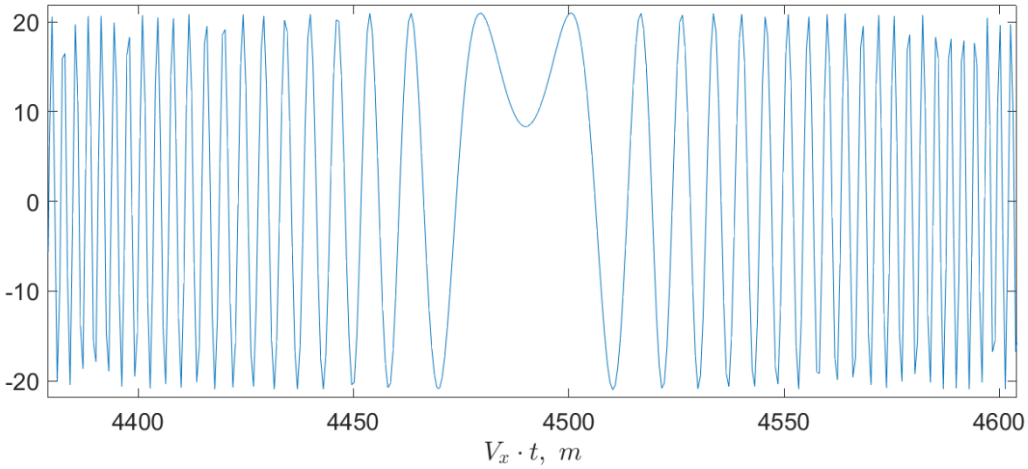


Рисунок 2.15 – Збільшена частина графіку функції (2.12), показаного на рис. 2.14

З аналізу рис. 2.14 і рис. 2.15 видно, що (2.12) описує сигнал з законом модуляції близьким до лінійного і обвідною, форма якої визначається перетворенням Фур'є від функції $I\left(x'_{di}, y'_{di}\right)$. Для порівняння, на рис. 2.16 показано вигляд (2.12) при використанні $I\left(x'_{di}, y'_{di}\right)$ у формі гаусової кривої.

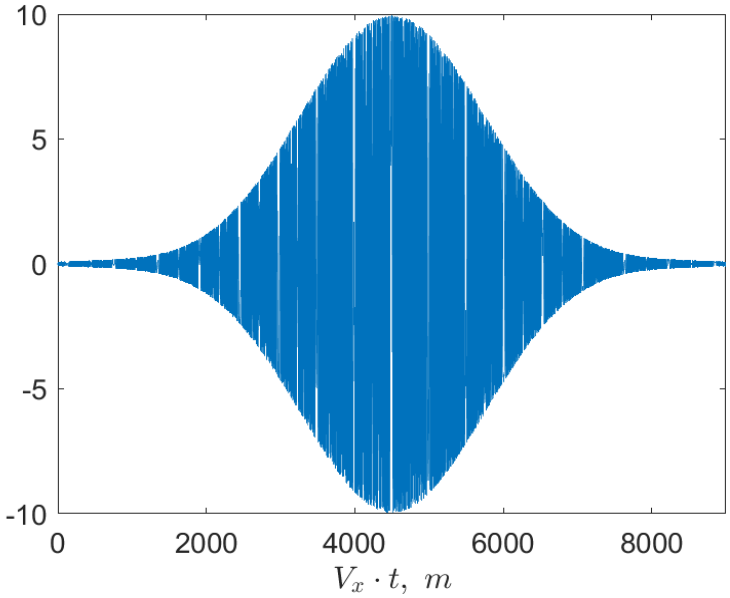


Рисунок 2.16 – Графік функції (2.12) при $h = 10$ км, $V_x = 600$ м/с, $t = 0{:}15$ с, $x_C = 4{,}5$ км, $y_C = 20$ м, $x'_i = 10$ м, $y'_i = 3$ м, $f = 8$ ГГц і $I\left(x'_{di}, y'_{di}\right)$ у вигляді гаусової кривої.

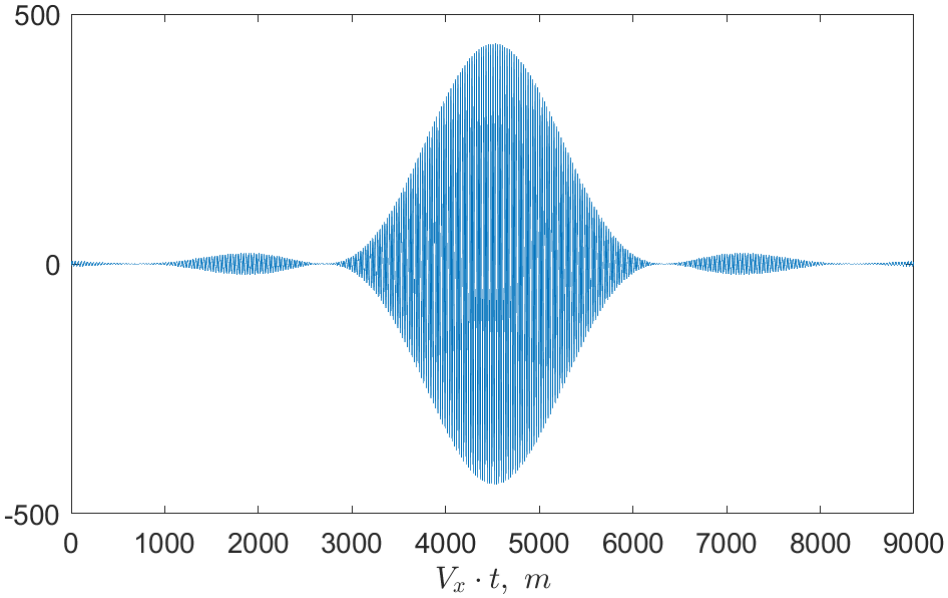
Визначимо моделюванням добуток

$$\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} I\left(x'_{di},y'_{di}\right)I\left(x'_{dj},y'_{dj}\right)\times$$

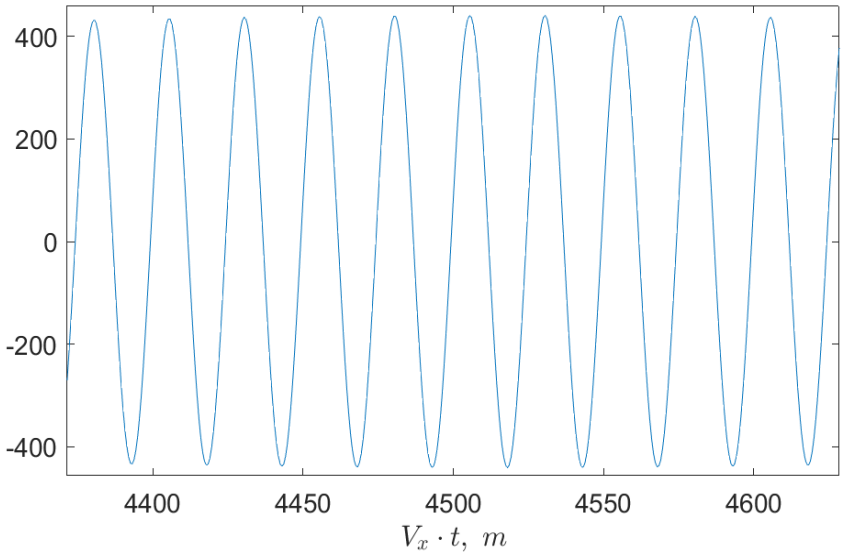
$$\times exp\left(j2\pi\frac{f}{c}\left[\begin{array}{l}+\sqrt{h^2+\left(x_C-V_x t_2-x'_j-x'_{Dj}\right)^2+\left(y_C-y'_j-y'_{Dj}\right)^2}-\\ -\sqrt{h^2+\left(x_C-V_x t_1-x'_i-x'_{Di}\right)^2+\left(y_C-y'_i-y'_{Di}\right)^2}\end{array}\right]\right)\times \quad (2.13)$$

$$\times dx'_{di}\,dx'_{dj}dy'_{di}dy'_{dj}.$$

На рис. 2.17 показані графік функції (2.13) та його збільшена центральна частина. Використано наступні вихідні дані: $h=10$ км, $V_x=600$ м/с, $t=0:15$ с, $x_C=4{,}5$ км, $y_C=20$ м, $x'_i=10$ м, $y'_i=3$ м, $x'_j=-5$ м, $y'_j=-3$ м, $f=8$ ГГц, $I\left(x'_{di},y'_{di}\right)=\begin{cases}1 & \left(x'_{di}\right)^2+\left(y'_{di}\right)^2\le(0{,}1)^2;\\ 0 & \left(x'_{di}\right)^2+\left(y'_{di}\right)^2>(0{,}1)^2,\end{cases}$ $I\left(x'_{dj},y'_{dj}\right)$ визначається аналогічною залежністю з $I\left(x'_{di},y'_{di}\right)$ але за своїми параметрами розміщення антени.



а)



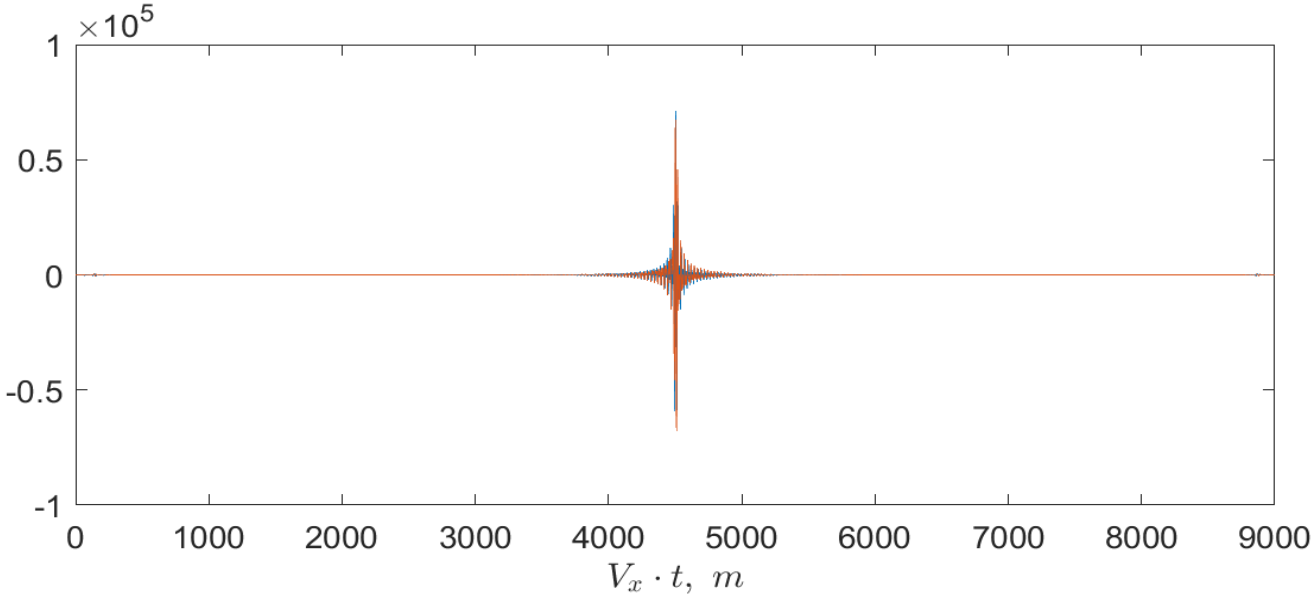
б)

Рисунок 2.17 − Графік функції (2.13): загальний вигляд – а);
збільшена центральна частина – б).

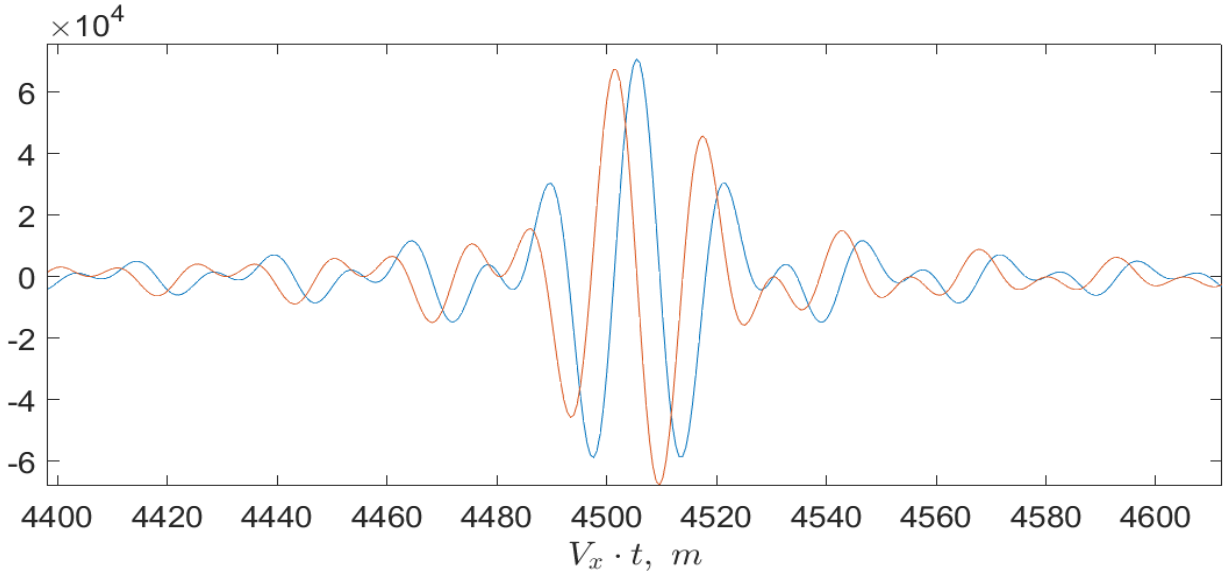
Із рис. 2.17 можна бачити, що (2.13) на одній частоті це вже не сигнал з лінійною частотною модуляцією, а квазімонохроматичний сигнал з обвідною у формі квадрата перетворення Фур'є від функції $I\left(x'_{di}, y'_{di}\right)$.

Для надширокосмугих систем розглянемо сукупний вплив на результутат складових на усіх частотах. Нехай робоча смуга 8÷16 ГГц. Як випливає з аналізу рис. 2.11, неоднозначність вимірювань кутових координат при обробленні надширокосмугового сигналу суттєво зменшилася, тобто зменшилася кількість побічних пелюсток, співставних за розміром з головною.

Із проведеного аналізу випливає, що (2.13) обмежує видність уздовж напрямку польоту аерокосмічної системи.



а)



б)

Рисунок 2.18 − Графік функції (2.13), усередненої в діапазоні частот 8÷16 ГГц:
загальний вигляд дійсної і уявної частини – а);
збільшена центральна частина–б)

Проведений (2.9) дозволяє записати матрицю кореляційних функцій у наступному вигляді:

$$\underline{R}_u(t_1,t_2,R_F)=$$

$$=\frac{1}{2}Re\left(\begin{array}{c}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\dot{Q}(f,x_C,y_C,x_i',x_j',y_i',y_j',t_1,t_2)\Pi^2(f,\Delta F)\times\\ \times\dot{G}(f,x_C-Vt_1,y_C)\dot{G}^*(f,x_C-Vt_2,y_C)N(f)R_F(f,x_C,y_C)exp(j2\pi f(t_1-t_2))\times\\ \times exp\left(j2\pi\frac{f}{c}\left[\sqrt{h^2+(x_C-V_xt_2)^2+y_C^2}-\sqrt{h^2+(x_C-V_xt_1)^2+y_C^2}\right]\right)\times\\ \times df\,dx_C\,dy_C\end{array}\right)_{i,j=1}^{N}+$$

$$+\frac{1}{2}\underline{I}\int\limits_{-\infty}^{\infty}N_n(f)\Pi^2(f,\Delta F)exp(j2\pi f(t_1-t_2))df,$$

(2.14)

де

$$\dot{Q}(f,x_C,y_C,x_i',x_j',y_i',y_j',t_1,t_2)=$$

$$=\int\limits_{-\infty}^{\infty}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\int\limits_{-\infty}^{\infty}I(x_{di}',y_{di}')I(x_{dj}',y_{dj}')\times$$

$$\times exp\left(j2\pi\frac{f}{c}\left[\begin{array}{c}+\sqrt{h^2+(x_C-V_xt_2-x_j'-x_{Dj}')^2+(y_C-y_j'-y_{Dj}')^2}-\\ -\sqrt{h^2+(x_C-V_xt_1-x_i'-x_{Di}')^2+(y_C-y_i'-y_{Di}')^2}\end{array}\right]\right)\times$$

$$\times dx_{di}'\,dx_{dj}'dy_{di}'dy_{dj}'.$$

(2.15)

Позначимо також

$$\dot{Z}(f,x_C,y_C,x_i',x_j',y_i',y_j',t_1,t_2)=$$

$$=\dot{Q}(f,x_C,y_C,x_i',x_j',y_i',y_j',t_1,t_2)\Pi^2(f,\Delta F)\times$$

$$\times\dot{G}(f,x_C-Vt_1,y_C)\dot{G}^*(f,x_C-Vt_2,y_C)N(f)$$

(2.16)

і перепишемо (2.19) так:

$$\underline{R}_u\left(t_1,t_2,R_F\right)=$$

$$=\frac{1}{2}Re\left(\begin{array}{c}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\Pi^2\left(f,\Delta F\right)exp\left(j2\pi f\left(t_1-t_2\right)\right)\times\\ \times\int\limits_{-\infty}^{\infty}\int\limits_{-\infty}^{\infty}R_F\left(f,x_C,y_C\right)\dot{Z}\left(f,x_C,y_C,x_i',x_j',y_i',y_j',t_1,t_2\right)\times\\ \times exp\left(j2\pi\frac{f}{c}\left[\begin{array}{c}\sqrt{h^2+\left(x_C-V_x t_2\right)^2+y_C^2}-\\ -\sqrt{h^2+\left(x_C-V_x t_1\right)^2+y_C^2}\end{array}\right]\right)dx_C\,dy_C\,df\end{array}\right)_{i,j=1}^{N}+$$

$$+\frac{1}{2}\underline{I}\int\limits_{-\infty}^{\infty}N_n\left(f\right)\Pi^2\left(f,\Delta F\right)exp\left(j2\pi f\left(t_1-t_2\right)\right)df. \qquad (2.17)$$

Так як аргументом експоненціальної функції стоїть різниця шляхів на розповсюдження сигналу від передавача до елемента підстильної поверхні з координатами $\left[x_C,y_C\right]$ і далі до приймальних антен з фазовими центрами у точках $\left[x_i,y_i\right]$ і $\left[x_j,y_j\right]$, то множник

$$exp\left(j2\pi\frac{f}{c}\left[\begin{array}{c}\sqrt{h^2+\left(x_C-V_x t_2\right)^2+y_C^2}-\\ -\sqrt{h^2+\left(x_C-V_x t_1\right)^2+y_C^2}\end{array}\right]\right)$$

відповідає розповсюдженню сигналу від передавальної антени до точки спостереження. Так як цей шлях однаковий при прийомі на будь-яку пару антен, то ним можна знехтувати і переписати (2.17) у такому вигляді

$$\underline{R}_u(t_1,t_2,R_F)=$$

$$=\frac{1}{2}Re\left(\begin{array}{c}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\Pi^2(f,\Delta F)exp\left(j2\pi f(t_1-t_2)\right)\times \\ \times\int\limits_{-\infty}^{\infty}\int\limits_{-\infty}^{\infty}R(f,x_C,y_C)\dot{Z}\left(f,x_C,y_C,x_i',x_j',y_i',y_j',t_1,t_2\right)dx_C\,dy_C\,df\end{array}\right)_{i,j=1}^{N}+$$

$$+\frac{1}{2}\underline{I}\int\limits_{-\infty}^{\infty}N_n(f)\Pi^2(f,\Delta F)exp\left(j2\pi f(t_1-t_2)\right)df=$$

$$=\frac{1}{2}Re\left(F^{-1}\left\{\Pi^2(f,\Delta F)\int\limits_{-\infty}^{\infty}\int\limits_{-\infty}^{\infty}R(f,x_C,y_C)\dot{Z}\left(f,x_C,y_C,x_i',x_j',y_i',y_j',t_1,t_2\right)dx_C\,dy_C\right\}\right)_{i,j=1}^{N}+$$

$$+\frac{1}{2}\underline{I}\int\limits_{-\infty}^{\infty}N_n(f)\Pi^2(f,\Delta F)exp\left(j2\pi f(t_1-t_2)\right)df.$$

(2.18)

Функція (2.16) обмежує та коригує множник $R(f,x_C,y_C)$, який несе основну інформацію про радіозображення.

Отриманий вираз (2.18) дозволяє визначити, що матриця КФ – це зворотне перетворення Фур'є від функції

$$\Pi^2(f,\Delta F)\int\limits_{-\infty}^{\infty}\int\limits_{-\infty}^{\infty}R(f,x_C,y_C)\dot{Z}\left(f,x_C,y_C,x_i',x_j',y_i',y_j',t_1,t_2\right)dx_C\,dy_C.$$

Крім цього можна визначити наступні важливі висновки, якщо розкласти аргумент експоненти у ряд Тейлора. Зокрема, матриця КФ містить процеси діаграмоутворення радіотехнічної систем, із аналіз яких випливає розуміння процесу побудови радіозображення. Проаналізуємо складові:

1) $exp\left(j\pi 2\frac{f}{c}x_C\left(\frac{x_i'-x_j'}{h}\right)+j\pi 2\frac{f}{c}y_C\left(\frac{y_i'-y_j'}{h}\right)\right)$ – інтерферометричний множник (при $i\neq j$) у діаграмі спрямованості (по просторовим координатам

$f\,c^{-1}y_C = \lambda^{-1}y_C$). Він залежить від геометрії антенної системи і характерний саме для радіосистем апертурного синтезу;

2) $exp\left(j4\pi f\,c^{-1}x_C V_x\left(t_1 - t_2\right)h^{-1}\right)$ – інтерферометричний множник, що породжується рохом носія. Його частота є функцією синтезу у процесі руху аерокосмічного носія. Множник рашіне не досліджувався у традиційних системах апетурного синтезу, що викликано тим фактом, що традиційно при проєктуванні обмежуються умомовою нерухомого розміщення системи «радіосистеми – об'єкт дослідження». Для випадку, коли ця система нерухома, то $V_x = 0$ і множник стане рівним одиниці;

3) $exp\left(\begin{array}{c} -j\pi\dfrac{f}{ch}\left\{\left(x_i' + V_x t_1\right)^2 + V_x^2 t_1^2\right\} + j\pi\dfrac{f}{ch}\left\{\left(x_j' + V_x t_2\right)^2 + V_x^2 t_2^2\right\} - \\ -j\pi\dfrac{f}{ch}\left(y_i'\right)^2 + j\pi\dfrac{f}{ch}\left(y_j'\right)^2 \end{array}\right)$ – множник лінійної частотної модуляції. Він подібний до тих, які виникають у РСА і раніше не досліджувався у пасивних системах апертурного синтезу.

2.5 Межа ближньої зони

Знайдемо межу ближньої зони для системи приймльних антен. При визначенні ближньої зони (Френеля) необхідно розуміти наступне. Умова має виконуватися відносно ситеми антен, а для окремих антен має бути забезпечена дальня зона.

Знайдемо границі робочих висот (скористаємося геометрією, показаною на рис. 2.1).

Зона Фраунгофера для антени діаметром L визначається виразом [5]

$$R_{0ДЗ} \geq 2L^2\lambda^{-1} \qquad (2.19)$$

У розглядуваній задачі застосовується надширокосмуговий процес. Це

породжує необхідність використовувати $\lambda_{\min}$ у (2.19).

Використовуючи геометрію (див. рис. 2.1) знайдемо зону Фраунгофера для одиночної антени в системі антен

$$R_{0ДЗ\,i} \geq \frac{4\left|\vec{d}'_{i,\max}\right|^2}{\lambda_{\min}} \quad (2.20)$$

а ближня зона для системи антен виконується для висот

$$R_{0БЗ} < \frac{2\ \max\left\{\left|\vec{r}'_i + \vec{r}'_j\right|^2\right\}_{\substack{i,j=1 \\ i\neq j}}^{N}}{\lambda_{\min}} \quad (2.21)$$

де $\vec{d}'_{i,\max}$ – радіус i -ї антени у системі антен.

Із (2.20) і (2.21) знайдемо границі дальностей у межах яких антенна система забезпечить формування зображення навіть без суттєвого накопичення сигналів протягом польоту у такому вигляді:

$$\frac{4\left|\vec{d}'_{i,\max}\right|^2}{\lambda_{\min}} \leq R_0 < \frac{2\ \max\left\{\left|\vec{r}'_i + \vec{r}'_j\right|^2\right\}_{\substack{i,j=1 \\ i\neq j}}^{N}}{\lambda_{\min}} \quad (2.22)$$

Розгляенмо приклад. Радіус кожної з антен у системі антен однаковий і рівний 0,5 м. Це відповідає умові $\left|\vec{d}'_{i,\max}\right| = \left|\vec{d}'_{j,\max}\right| = \left|\vec{d}'_{\max}\right| = 0{,}5\,м$. Набільша відстань між антенами у системі антен $\max\left\{\left|\vec{r}'_i + \vec{r}'_j\right|^2\right\}_{\substack{i,j=1 \\ i\neq j}}^{N} = 7\,м$. Найкоротша довжина хвилі $\lambda_{\min} = 1\,см$. Границя такої зони

$$100\ м \leq R_0 < 9{,}8\ км\,.$$

У цих межах висот для формування зображень необхідно використовувати особливий метод управління окремими антенами.

Разом з визначеною умовою доцільно знайти аналітичний вираз для найбільшого часу накопичення сигналів (часу синтезу) через найбільше значення куту синтезу, для якого забезпечується виконання границь ближньої зони:

$$t_{\max} = \tan\left(\frac{\max\left[\xi_i(t)\right]}{2}\right)\frac{4\max\left\{\left|\vec{r}_i' + \vec{r}_j'\right|^2\right\}_{\substack{i,j=1 \\ i\neq j}}^{N}}{V\lambda_{\min}} \qquad (2.23)$$

де $\max\left[\xi_i(t)\right]$ визначається властивостями підстильної поверхні і, зазвичай, визначається методами вирішення прямих задач радіофізики.

Висновки по розділу

Знайдені аналітичні вирази для часу затримки сигналу при його розповсюдженні від передавальної антени та приймальними антенами. Це дозволило отримати і дослідити вирази для сигналів, шумів та їхніх статистичних характеристик. Так показано, що неможливо точно знати форму відбитого сигналу, на виході приймльної антени і тому доводиться розглядати спостереження у вигляді випадкового процесу з гауссівським розподілом і нульовим середнім. Відомо, що повна інформація про цей процес зосереджена у матриці КФ, вираз для якої знайдено у розділі для довільної кількісті елементів системи антен.

Проведено аналіз фізичного сенсу матриці КФ і показано, що радіо зображення являє собою усереднену по частотам функцію питомих коефіцієнтів розсіювання підстильної поверхні, яка є пропорційною питомій ЕПР.

Знайдено вираз для границі зон висот польоту аерокосмічного носія, де виникає необхідність укладнювати методи управління ДС окремих антен з метою формування радіо зображення.

Результати цього розділу становлять основу синтезу алгоритмів оптимального/квазіоптимального/евристичного оброблення процесів у розроблюваних системах активного апертурного синтезу.

Література до другого розділу

[1] Павликов, В. В. Оптимизация обработки сверхширополосных сигналов в пассивных радиометрических устройствах и системах, включая системы апертурного синтеза [Текст] : автореф. дис. д-ра техн. наук : 05.12.17 / В. В. Павликов ; Нац. аэрокосм. ун-т им. Н. Е. Жуковского «Харьк. авиац. ин-т». – Харьков, 2013. – 40 с.

[2] Павликов В.В. Оптимизация обработки сверхширокополосных сигналов в пассивных радиометрических устройствах и системах, включая системы апертурного синтеза / дис. на соиск. уч. степ. доктора техн. наук. – Харьков, 2013 – 423 с.

[3] Павликов В. В. Алгоритм формирования радиометрических изображений в сверхширокополосных системах апертурного синтеза / В. В. Павликов // Труды 7-ой Международной конференции «Акустооптические и радиолокационные методы измерений и обработки информации». 15 – 17 сентября 2014 г., Суздаль, Россия. 2014. С. 138-142.

[4] Современные методы оптимальной обработки пространственно-временных сигналов в активных, пассивных и комбинированных активно-пассивных радиотехнических системах [Текст] / В. К. Волосюк, Ю. В. Гуляев, В. Ф. Кравченко, Б. Г. Кутуза, В. В. Павликов,

В. И. Пустовойт // Радиотехника и электроника, 2014. – Т. 59, № 2. – С. 109–131.

[5] Шифрин Я. С. Антенны. Изд.: Харьков, ВИРТА им. Говорова Л.А., 1976 г. 408 с.

РОЗДІЛ 3
СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНОГО АЛГОРИТМУ ОБРОБЛЕННЯ СПОСТЕРЕЖЕНЬ. КВАЗІОПТИМАЛЬНИЙ АЛГОРИТМ ОБРОБЛЕННЯ СИГНАЛІВ

У розділі синтезується алгоритм оптимального оброблення сигналів у радіометричній системі формування зображень. Спочатку формулюється і вирішується задача у спрощеній постановці – обмежується кількість приймальних антен (дві антени). Такий підхід важливий для визначення основних операцій оброблення сигналів, які забезпечать формування радіозображення за допомогою активно-пасивної радіотехнічної системи. Надалі алгоритм оброблення сигналів отримано для довільної кількості приймальних антен. Обґрунтовується необхідність спрощення алгоритму оптимального оброблення сигналів до квазіоптимального. Отримується вираз для оцінки втрат точності формування радіозображень. Розробляється метод формування області просторової спектральної чутливості на випадок оброблення надширокосмугових процесів, який обґрунтовує перехід до квазіоптимального оброблення сигналів.

3.1 Синтез алгоритму оброблення сигналів

Використовуючи моделі сигналів та спостереження, записані у попередньому розділі, конкретизуємо постановку задачі синтезу алгоритму. Запишемо вектор сигналів, прийнятих першою та другою антенами, наступним чином:

$$\vec{s}_r(t) = \{s_{ri}(t)\}_{i=1}^{2} = [s_{r1}(t), s_{r2}(t)] \tag{3.1}$$

де $s_{ri}(t)$ визначено (2.4).

Фізичний аналіз функціонування радіолокаційних станцій дозволяє [1, 2, 3] використати адитивну модель спостереження

$$\{u_i(t)\}_{i=1}^{2} = \{s_{ri}(t) + n_i(t)\}_{i=1}^{2} \square \tag{3.2}$$

Усі процеси в правій частині (3.2) гауссівські з нульовим середнім які на коротких інтервалах спостереження можна вважати стаціонарними. Відповідно уся інформація про них міститься у матриці кореляційних функцій. Знайдемо матрицю кореляційних функцій у наступному вигляді

$$\underline{R}_u(t_1,t_2,R) = \left\langle \vec{u}(t_1)\vec{u}^T(t_2) \right\rangle = \begin{Vmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{Vmatrix} \square \tag{3.3}$$

де, відповідно до (2.18), елементи матриці кореляційних функцій визначені виразом

$$\underline{R}_u(t_1,t_2,R) =$$

$$= \frac{1}{2} Re \left(\begin{array}{c} \int_{-\infty}^{\infty} \Pi^2(f,\Delta F) exp\left(j2\pi f(t_1 - t_2) \right) \times \\ \times \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R(f,x_C,y_C) \dot{Z}(f,x_C,y_C,x_i',x_j',y_i',y_j',t_1,t_2) dx_C\, dy_C\, df \end{array} \right)_{i,j=1}^{2} + \tag{3.4}$$

$$+ \frac{1}{2} \underline{I} \int_{-\infty}^{\infty} N_n(f) \Pi^2(f,\Delta F) exp\left(j2\pi f(t_1 - t_2) \right) df .$$

Відомі модель рівняння спостереження та статистичні характеристики його складових дозволяють сформувати функціонал правдоподібності та записати рівняння правдоподібності у наступному вигляді:

$$\sum_{i=1}^{2}\sum_{j=1}^{2}\int_0^T\int_0^T \frac{\delta R_{ij}\left(t_1,t_2,R(f,\cdot)\right)}{\delta R(\cdot)} W_{ji}\left(t_1,t_2,R_F(f,\cdot)\right)dt_1dt_2 =$$

$$= -\sum_{i=1}^{2}\sum_{j=1}^{2}\int_0^T\int_0^T u_i(t_1)\frac{\delta W_{ij}\left(t_1,t_2,R(f,\cdot)\right)}{\delta R(\cdot)} u_j(t_2)dt_1\,dt_2\,, \qquad (3.5.а)$$

або у векторно-матричній формі

$$\mathrm{Spur}\int_0^T\int_0^T \frac{\delta \underline{R}_u(t_1,t_2,R(f,\cdot))}{\delta R_F(\cdot)} \underline{W}_u\left(t_2,t_1,R_F(f,\cdot)\right)dt_1dt_2 =$$

$$= -\int_0^T\int_0^T \vec{u}^T(t_1)\frac{\delta \underline{W}_u\left(t_1,t_2,R(f,\cdot)\right)}{\delta R(\cdot)}\vec{u}(t_2)dt_1dt_2\,, \qquad (3.5.б)$$

де Spur – слід матриці.

Рішення (3.5) досить складне, адже отримати аналітичний вираз для матриці $\underline{W}_u\left(t_2,t_1,R_F(f,\cdot)\right)$ потребує вирішення у часовій області інтегрально-матричного рівняння обернення наступного вигляду

$$\int_{-\infty}^{\infty} \underline{R}_u(t_1,t_2,\cdot)\underline{W}_u(t_2,t_3,\cdot)dt_2 = \underline{I}\,\delta(t_1-t_3) \qquad (3.6)$$

Рішення (3.6) у явній формі існує для обмеженого класу кореляційних функцій. Подальші розрахунки виконаємо з урахуванням наведених вище припущень. Тоді рішення (3.5) доцільно шукати у спектральній області, де (3.6) записується у більш простій формі

$$\underline{G}_W(f,\cdot) = \underline{G}_R^{-1}(f,\cdot) \qquad (3.7)$$

де $\underline{G}_W(f,\cdot)=F\left\{\underline{W}_u(t_2,t_3,\cdot)\right\}$, $\underline{G}_R^{-1}(t_1,t_2,\cdot)=F\left\{\underline{R}_u(t_2,t_3,\cdot)\right\}$. Тут $F\{\cdot\}$ – операторна форма запису прямого перетворення Фур'є.

Перепишемо (3.5) у спектральній області

$$-T_{ob}\mathrm{Spur}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{\delta\underline{G}_R\left(f,R(f,\cdot)\right)}{\delta R(\cdot)}\left[\underline{G}_R^{-1}\left(f,R(f,\cdot)\right)\right]^T df = \\ =\int_{-\infty}^{\infty}\vec{\dot{U}}_T^{T*}(j2\pi f)\frac{\delta\underline{G}_R^{-1}\left(f,R(f,\cdot)\right)}{\delta R(\cdot)}\vec{\dot{U}}_T(j2\pi f)df, \tag{3.8}$$

де "$*$" – оператор комплексного спряження, "T" – оператор транспонування вектора, $\vec{\dot{U}}^T(j2\pi f)=\left\|\dot{U}_1(j2\pi f)\quad \dot{U}_2(j2\pi f)\right\|$ – миттєвий спектр спостережень, який визначається наступним чином:

$$\dot{U}_T(j2\pi f)=\int_0^T u(t)e^{-j2\pi ft}dt=\int_{-\infty}^{\infty}u(t)\Pi_T\left(\frac{t}{T}\right)e^{-j2\pi ft}dt \tag{3.9}$$

де $\Pi_T\left(\frac{t}{T}\right)=\begin{cases}1 & t\in[0,T]\\ 0 & t\notin[0,T]\end{cases}$ – «зрізаюча» функція (вікно), яка обмежує границі інтегрування в (3.9) часом спостереження.

Рішення (3.8) дано у Додатку Б. Представимо його у вигляді

$$\sum_{i,j=1}^{2}(-1)^{i+j}\left[\begin{array}{l}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{\left|\dot{C}(\cdot)\right|^4\dot{B}_{Rij}(\cdot)\dot{Q}_{ji}(\cdot)}{\Delta G_u}df+\\ +\delta_{ij}\int_{-\infty}^{\infty}\left|\dot{C}(\cdot)\right|^2\dot{Q}_{\mathrm{ii}}(\cdot)\frac{N_n(\cdot)}{N(\cdot)}df\end{array}\right]= \\ =\frac{2}{T_0}\sum_{i,j=1}^{2}\int_{-\infty}^{\infty}\left|\dot{Z}_{ij}(\cdot)\right|^2\dot{U}_{T,i}^*(\cdot)\dot{U}_{T,j}(\cdot)df, \tag{3.10}$$

де

$$\dot{Z}_{ij}(\cdot)=\frac{\left(\begin{array}{c}\left|\dot{C}(\cdot)\right|^2 Q_{ii}(\cdot)\Delta G_u-\left|\dot{C}(\cdot)\right|^4\left\{\left|\dot{C}(\cdot)\right|^2 B_{Rii}(\cdot)+\dfrac{N_n(\cdot)}{N(\cdot)}\right\}\times \\ \times\left\{\begin{array}{l}2\delta_{ij}\,Re\,\dot{Q}_{21}(\cdot)\dot{B}_{R12}(\cdot)+\\ +2\left(1-\delta_{ij}\right)Q_{ii}(\cdot)\dot{B}_{R12}(\cdot)\end{array}\right.\end{array}\right)}{\Pi^2(f)N(f)\Delta G_u^2}$$

– передаточна функція систем, яка містить фільтри декореляції.

Як відомо з [4] автокореляційні канали оброблення містять інформацію не тільки про зображення, але й спотворені більш високим рівнем внутрішніх шумів приймача (містять складові $\int_{-\infty}^{\infty}\left|\dot{C}(\cdot)\right|^2\dot{Q}_{\text{ii}}(\cdot)\frac{N_n(\cdot)}{N(\cdot)}df$). Одночасно з цим, кроскореляційні канали оброблення не містять цієї складової.

Безумовно, деякий шум у кроскореляційних каналах усе ж таки буде. Цей шум породжується, зазвичай, загальним гетеродином, який використовується для перенесення сигналів з високої центральної частоти на проміжну. Він майже відсутній у випадку, коли є можливість реалізувати приймачі без супергетеродинної обробки.

Праворуч у (3.10) містяться операції оброблення сигналів, які зводяться до накопичення енергії у кожному з каналів. При цьому передбачається виконання операцій декореляції сигналів, яка потребує знання апріорних знань про питому ЕПР поверхні. Таке оброблення реалізувати досить важко. Тому досить часто на практиці ці фільтри не включають до схеми і переходять до так званих «квазіооптимальних алгоритмів оброблення сигналів». Слід зазначити, що фільтри декореляції мають досить складну структуру і передбачають вирівнювання фаз сигналів між різними каналами (забезпечують синфазне оброблення).

Технічна реалізація алгоритму оброблення при переході у часову область має вигляд

$$\hat{R}\left(x_C, y_C\right) = 2T_0^{-1} \sum_{i,j=1}^{2} \int_{-\infty}^{\infty} u_i(t) u_j\left(t - \Delta t_{ij}\right) dt \tag{3.11}$$

де $u_i(t)$ – перетворення Фур'є функції $\sqrt{\dot{Z}_{ij}(\cdot)}\dot{U}^*_{T,i}(\cdot)$,

$u_j(t)$ – перетворення Фур'є функції $\sqrt{\dot{Z}_{ij}(\cdot)}\dot{U}_{T,j}(\cdot)$,

$\hat{R}\left(x_C, y_C\right)$ – оцінка питомої ЕПР.

Узагальнення алгоритму оброблення сигналів на довільну кількість антен. Слід зазначити, що рішення (3.10) буде відрізнятися тільки видом фільтрів декореляції (їх аналітичне уявлення ускладняється) і видом функції невизначеності. Фізична сутність радіозображень, отриманого для довільного N, залишається попередньою. Тоді перепишемо (3.10) в такому вигляді

$$\hat{R}\left(x_C, y_C\right) = \frac{2}{T_0} \sum_{i,j=1}^{N} \int_{-\infty}^{\infty} u_i(t) u_j\left(t - \Delta t_{ij}\right) dt\,. \tag{3.12}$$

В той же час, раніше відзначалося, що автокореляційні канали вносять в зображення шуми. З метою мінімізації вкладу шумів доцільно залишити тільки один автокореляційний канал обробки і переписати (3.12) у такому вигляді (перехід до квазіоптимальної обробки) :

$$\hat{R}\left(x_C, y_C\right) = \frac{2}{T_0} \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^{N} \int_{-\infty}^{\infty} u_i(t) u_j\left(t - \Delta t_{ij}\right) dt + \frac{2}{T_0} \int_{-\infty}^{\infty} u_1^2(t) dt\,. \tag{3.13}$$

3.2 Дослідження потенційних характеристик оцінок радіозображення

Потенційну характеристику точності оцінки радіозображення (на конкретній його ділянці) розрахуємо через похідну від (3.5). Ця похідна описує

другу похідну функціоналу правдоподібності. Обернене значення другої похідної візьмему у точці максимуму головної пелюстки $\theta = \theta_0$.

Рішення отримаємо у наступному вигляді:

$$-\frac{T_{ob}}{2}\mathrm{Spur}\int_{-\infty}^{\infty}\left[\frac{\delta \underline{G}_R\left(f,R\left(f,\cdot\right)\right)}{\delta R\left(\cdot\right)}\right]^2\left[\underline{G}_R{}^{-2}\left(f,R\left(f,\cdot\right)\right)\right]^T df = \\ = 0{,}5T_{ob}\,\psi\left(\cdot\right)\Big|_{\theta=\theta_0}, \tag{3.14}$$

де $\psi\left(\cdot\right)$ – функція невизначеності радіосистеми.

Тобто гранична помилка визначається виразом

$$\sigma^2 = 0{,}5T_{ob}^{-1}\,\psi^{-1}\left(\cdot\right)\Big|_{\theta=\theta_0} \tag{3.15}$$

і залежить від усіх параметрів, які впливають на вигляд функції невизначеності (відношення сигнал/шум, геометрія розмішення антен у приймальній антенній системі, ширини робочої смуги частот, часу спостереження).

При переході до квазіоптимального оброблення точність формування радіозображення зменшиться. Втрати можна оцінити з відношення

$$\frac{\sigma_{opt}^2}{\sigma_{quasiopt}^2} = \frac{\psi_{quasiopt}\left(\cdot\right)\Big|_{\theta=\theta_0}}{\psi_{opt}\left(\cdot\right)\Big|_{\theta=\theta_0}} \tag{3.16}$$

де $\psi_{quasiopt}\left(\cdot\right)$ – функція невизначеності радару після переходу до оброблення сигналів згідно з квазиоптимальним алгоритмом (тобто після вилучення надлишковості), $\psi_{opt}\left(\cdot\right) = \psi\left(\cdot\right)$.

Передусім зменшення точності залежить від зменшення енергетичного відношення сигнал/шум.

Конкретні значення згідно з (3.16) можуть бути розраховані після конкретизації задачі і параметрів радара. Слід відзначити, що подібні дослідження наведені у [5], де обґрунтовано, що збільшення числа приймальних антен призводить до зменшення втрати точності при інших незмінних параметрах і характеристиках радара.

3.3 Особливості заповнення області просторової спектральної чутливості при обробці НШП сигналів

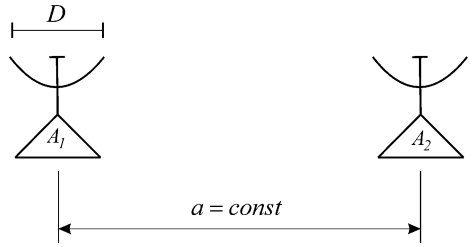
Згідно [6], використання надширокосмугових (безперервних або багаточастотних) сигналів дозволяє ефективно заповнити область просторової спектральної чутливості. Особливість такого заповнення відображена на рис. 4 на прикладі двох дзеркальних антен A_1, A_2 (на рис. 4а позначені діаметр антени D та база a) і використання багато частотного $\{f_i\}_{i=1}^N$ сигналу. Тут $\{\lambda_i\}_{i=1}^N = c / \{f_i\}_{i=1}^N$ – довжини хвиль, $a / \{\lambda_i\}_{i=1}^N$ – просторові частоти. Навколо просторових частот $a / \{\lambda_i\}_{i=1}^N$ заповнюється область $2D / \{\lambda_i\}_{i=1}^N$. Для різних довжин хвиль область заповнення різна (основи трикутників на рис. 4б). Слід зазначити, що при обробці вузькосмугових сигналів така зміна області заповнення не спостерігається [6].

Нерівномірність такого заповнення призводить до можливості використання нееквідистантної сітки частот $\{f_i\}_{i=1}^N$ зондуючого сигналу. Це має важливе практичне застосування, оскільки дозволяє зменшити кількість частот, які слід випромінювати. Відповідно здешевлюється виробництво радару. Платою, безумовно, буде зменшення флуктуаційної чутливості. Тому доцільно досить зважено підходити до цього питання, наприклад, зафіксувавши флуктуаційну чутливість розраховувати кількість частот, на яких працюватиме радар.

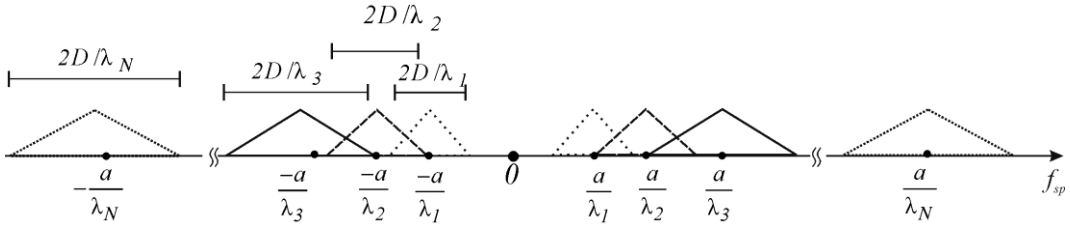
У рамках введених позначень сітку довжин хвиль слід вибирати згідно з виразом

$$\lambda_i = \left(\frac{a}{a-D} \right)^{i-1} \lambda_1 \qquad (3.17)$$

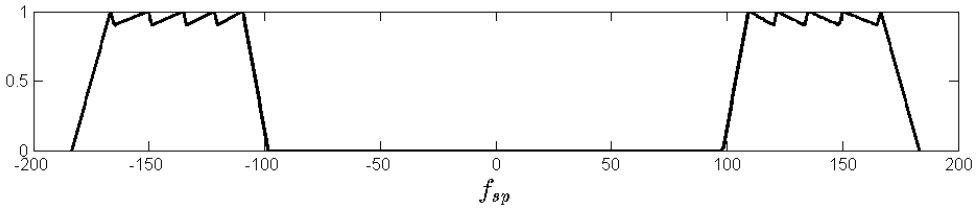
де $\lambda_1 = \lambda_{min}$ – мінімальна довжина хвилі у межах робочого діапазону частот радара, $i = 1..N$, $a > D$. Число довжин хвиль $N = \left\lceil 1 + log_{\frac{a}{a-D}} \frac{\lambda_{max}}{\lambda_1} \right\rceil$, де введено дужки $\lceil \cdot \rceil$ – округлення по Айверсону [7].



(а)



(б)



(в)

Рисунок 3.1 – До пояснення принципу заповнення області просторової спектральної чутливості з використанням багаточастотного сигналу: геометрія антенної системи (а), область просторової спектральної чутливості (б), моделювання області просторової спектральної чутливості (в)

Наведемо приклад розрахунку кількості необхідних довжин хвиль і їх значень в припущенні, що сітка частот повинна розташовується в межах $3 \div 5$ ГГц. В цьому випадку $\lambda_1 = 0{,}06$ м, $\lambda_{max} = 0{,}1$ м. Нехай $a = 10$ м, $D = 1$ м. Тоді $N = 5$, а $\lambda_2 = 0{,}067$ м, $\lambda_3 = 0{,}074$ м, $\lambda_4 = 0{,}082$ м, $\lambda_5 = 0{,}091$ м. Заповнення області просторової спектральної чутливості (у даному прикладі) показана на рис. 4в. Діапазон заповнених просторових частот f_{sp} не менше $110 \div 170$.

3.4 Розроблення методики відображення просторової спектральної чутливості для широкосмугових сигналів

Питання розроблення методики відображення прострорової спектральної чутливості для широкосмугових сигналів надзвичайно важливе для обґрутнування доцільності зменшення надлишковості у оробленні сигналів.

Введемо систему координат, зображену на рис. 3.2. На рис. 3.2 наведені такі позначення: ΔF – ширина робочої смуги приймача, f – частота.

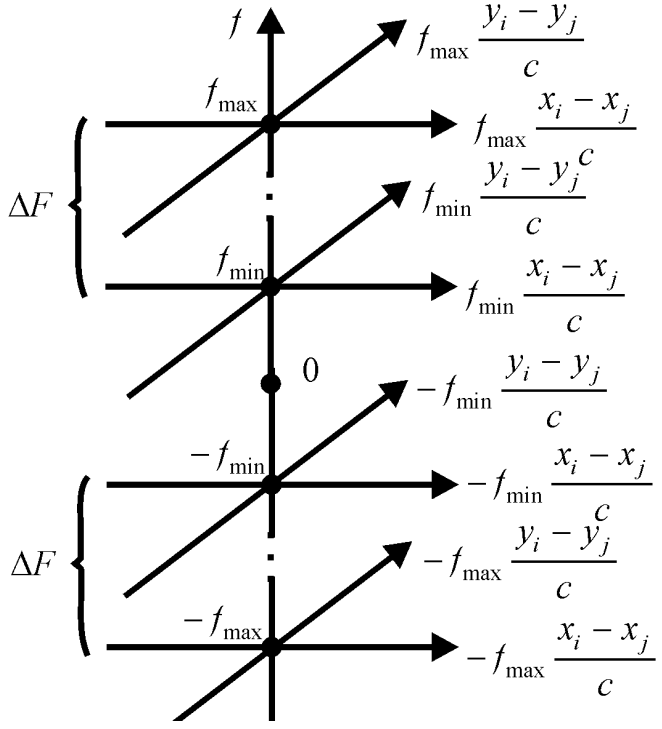


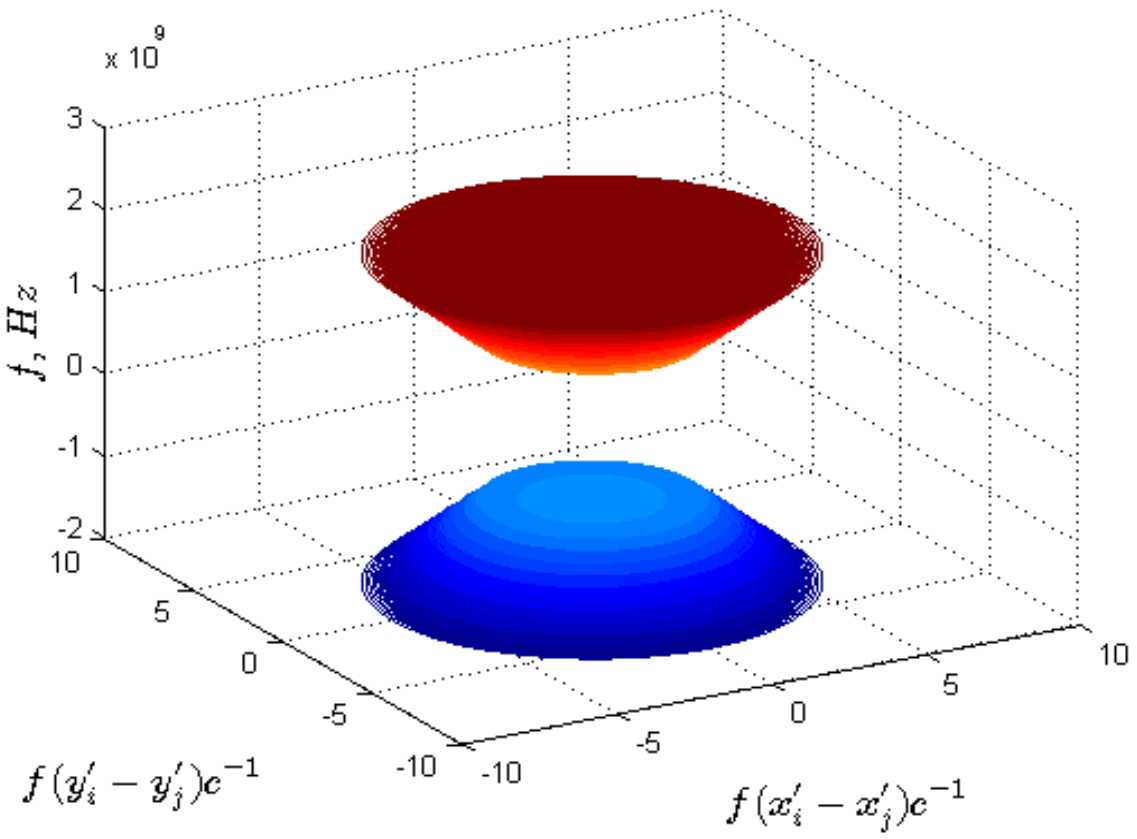
Рисунок 3.2 − Система координат для відображення просторово-спектральної чутливості радара

Значення $\dot{Z}\left(f, x_C, y_C, x_i', x_j', y_i', y_j', t_1, t_2\right)$ для будь-якої смуги робочих частот у «заморожені» моменти часу відображується на графіку у вигляді ліній рівних рівней.

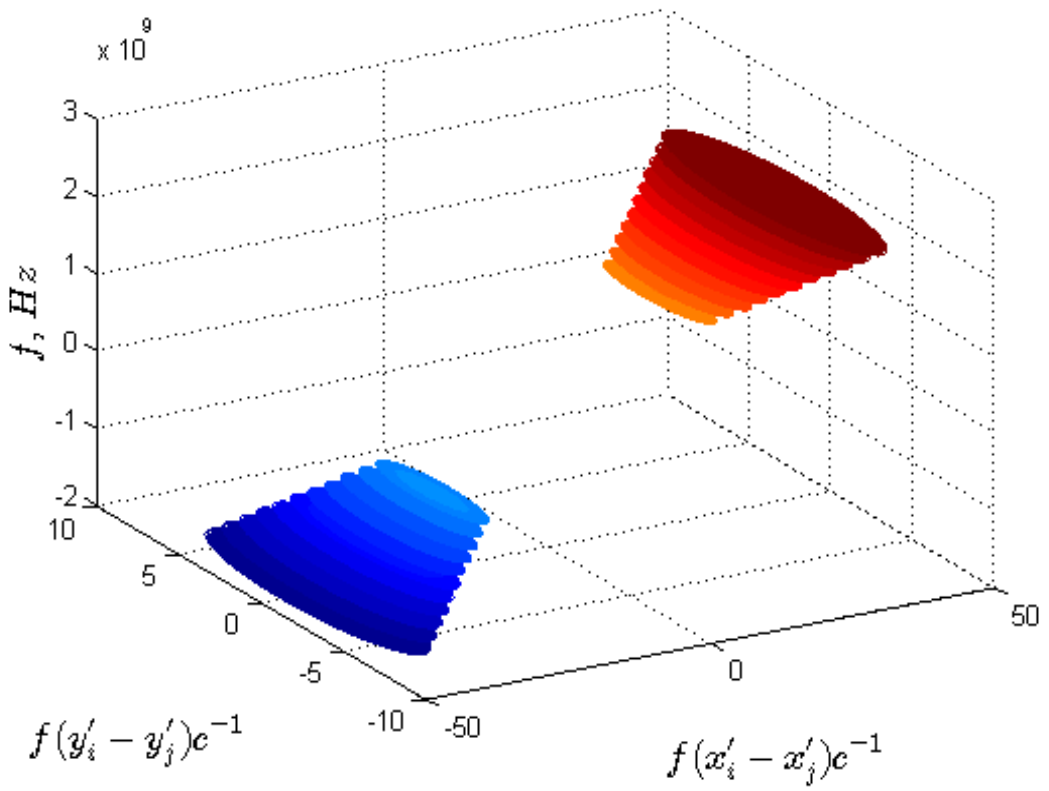
По частоті заповення має бути суцільним, що складно зобризити графічно. Тому на графіку зображено ттільки деякі з частот і відповідно їм заповнені області по просторовим частотам.

Пояснимо суть заповнення області просторових спектральних частот на прикладі усього двох антен. Вихідні дані, які використані при моделюванні, наступні: база – 6 м; діаметр кожної антени – 1 м; діапазон робочих частот обмежений значеннями 1–2 ГГц.

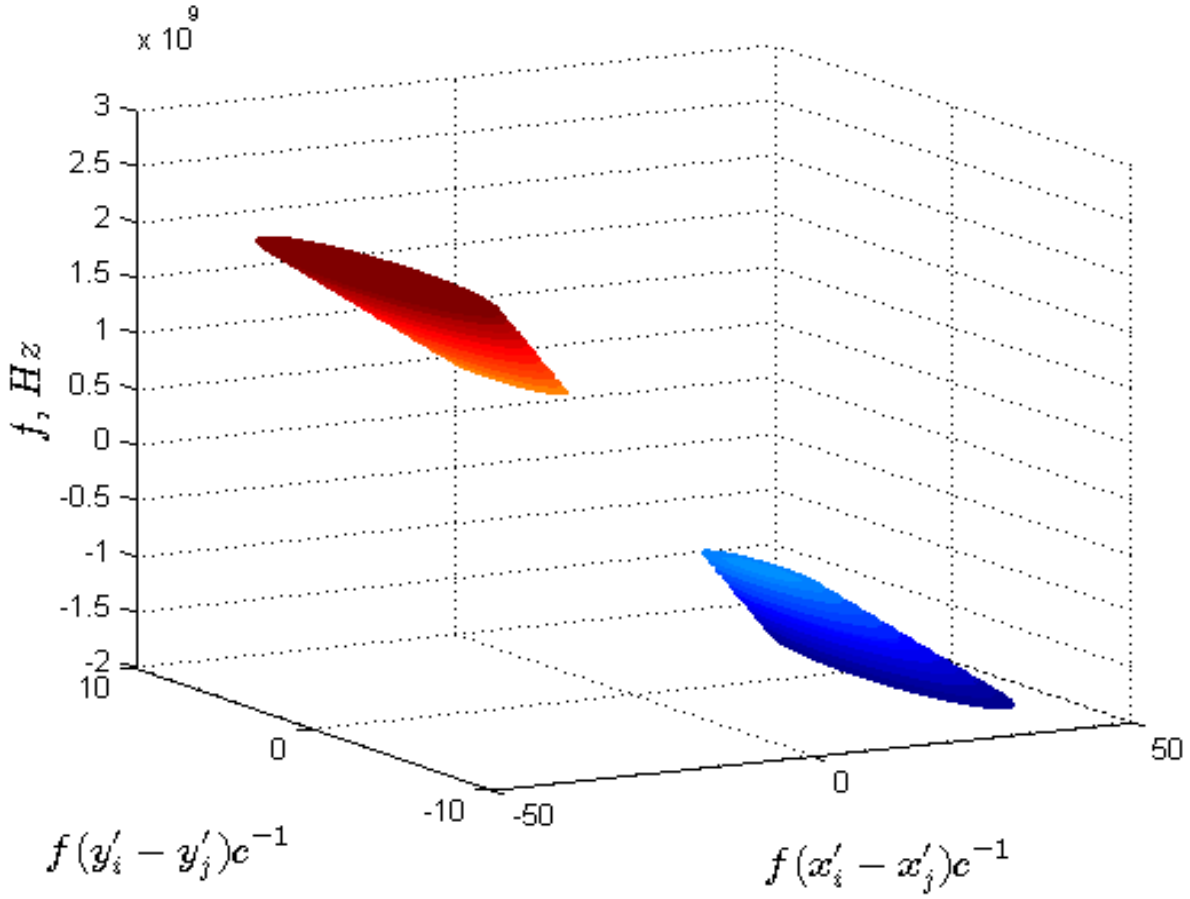
На рис. 3.3 зображені області спектральної чутливості для каналів оброблення сигналів з антен: 1-1 (див. рис. 3.3 а); 1–2 (див. рис. 3.3б); 2–1 (див. рис. 3.3в); 2–2 (див. рис. 3.3г).



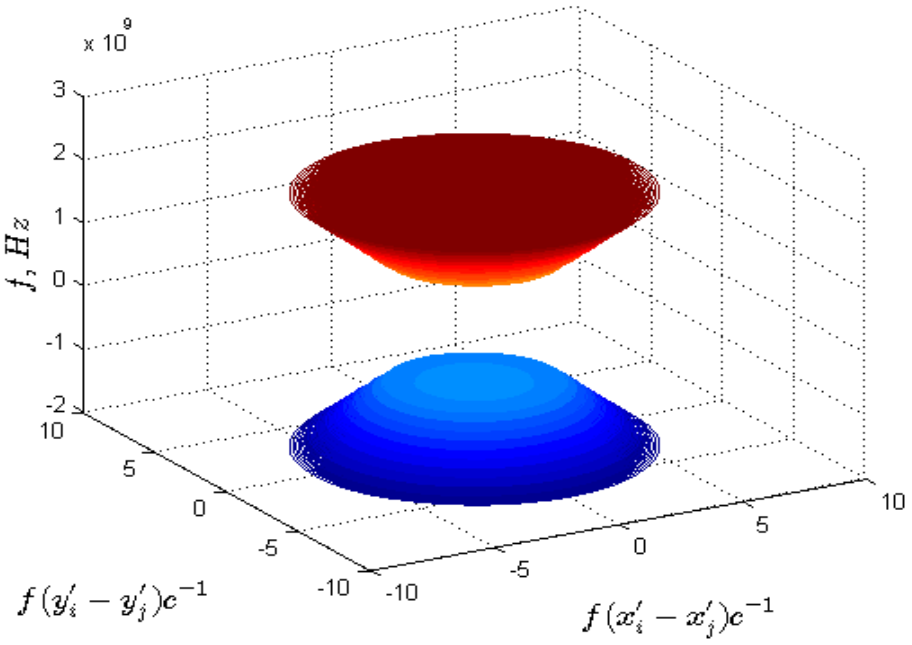
а)


x 10^9
3
2
1
0
-1
-2
f, Hz
10
5
0
-5
-10
-50
0
50
$f(y_i' - y_j')c^{-1}$
$f(x_i' - x_j')c^{-1}$

б)


x 10^9
3
2.5
2
1.5
1
0.5
0
-0.5
-1
-1.5
-2
f, Hz
10
0
-10
-50
0
50
$f(y_i' - y_j')c^{-1}$
$f(x_i' - x_j')c^{-1}$

в)



г)

Рисунок 3.3 − Області просторової спектральної чутливості для можливих пар антен у дво антенній системі (відповідно до кореляційного оброблення): 1-1 – а); 1–2 – б); 2–1 – в); 2–2 – г)

Вигляд одночасно заповненої області просторово-спектральної чутливості для широкосмугового процесу зображено на рис. 3.4 і отримано додаванням усіх показаних раніше графіків.

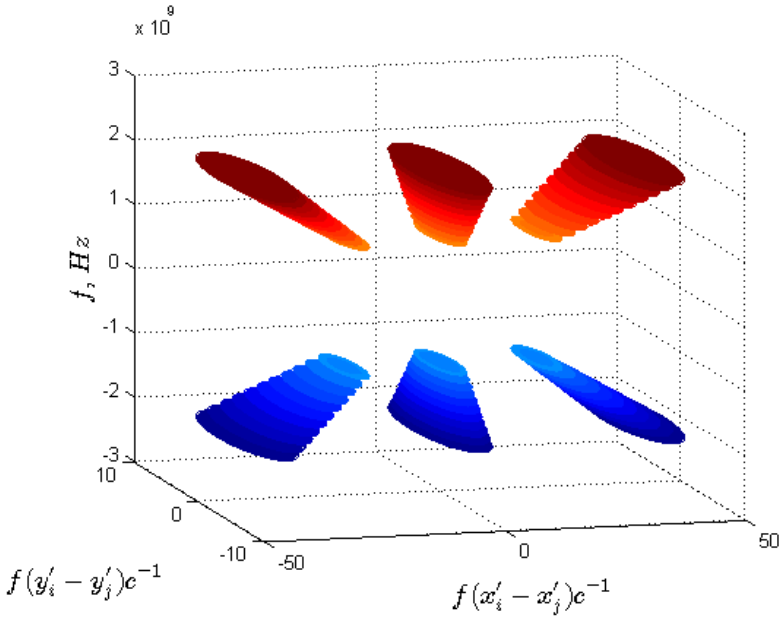


Рисунок 3.4 − Область просторово-спектральної чутливості при використанні двох антен та при обробленні широкосмугового сигналу у діапазоні частот 1-2 ГГц

Вище відмічено, що радіозображення при обробленні надширокосмугових сигналів являє собою середнє по зображенням, сформованим по усім робочим частотам радара. Відповідно проінтегруємо (у дискретному вигляді – підсумуємо) по часовим частотам (вертикальна вісь на рис. 3.4) область прострової спектральної чутливості та отримаємо інформацію про заповненість області просторових частот (рис. 3.5). У задачах радіоастрономії [8] отриману функцію називають областю «видності» радіотелескопу.

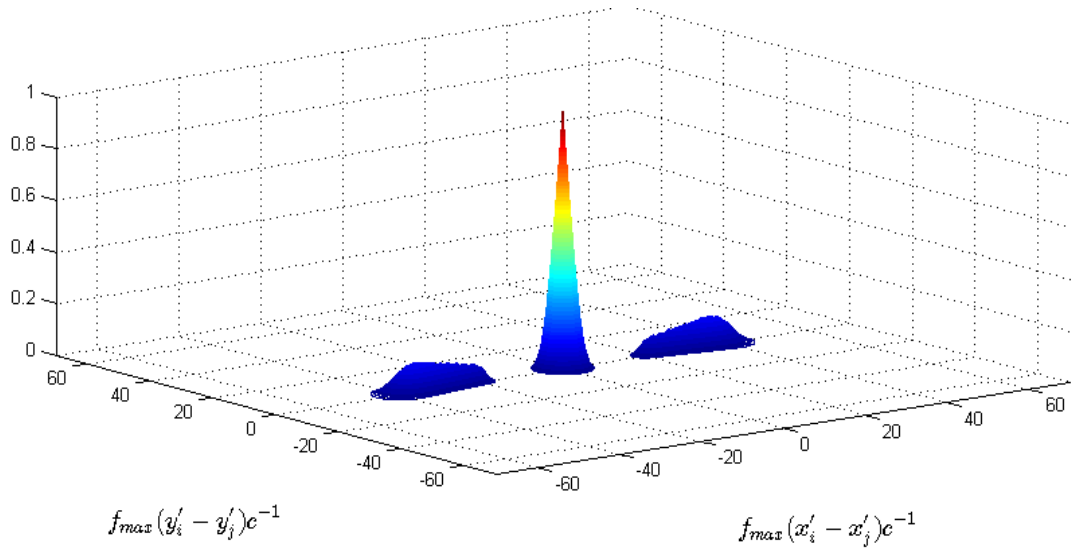


Рисунок 3.5 − Область видності радіосистеми (за наявності надлишковості)

На рис. 3.5 можна спостерігати значний сплеск при заповнені області у межах низьких частот (близько до початку координат). Це вказує на надлишковість у обробленні сигналів.

Із проведеного аналізу випливає, що ці частоти відповідають автокореляційному обробленню сигналів. Залишаючи лише один автокореляційний канал, як це зроблено у алгоритмі обробки сигналів (2.10), мінімізуємо надлишковість (рис. 3.6).

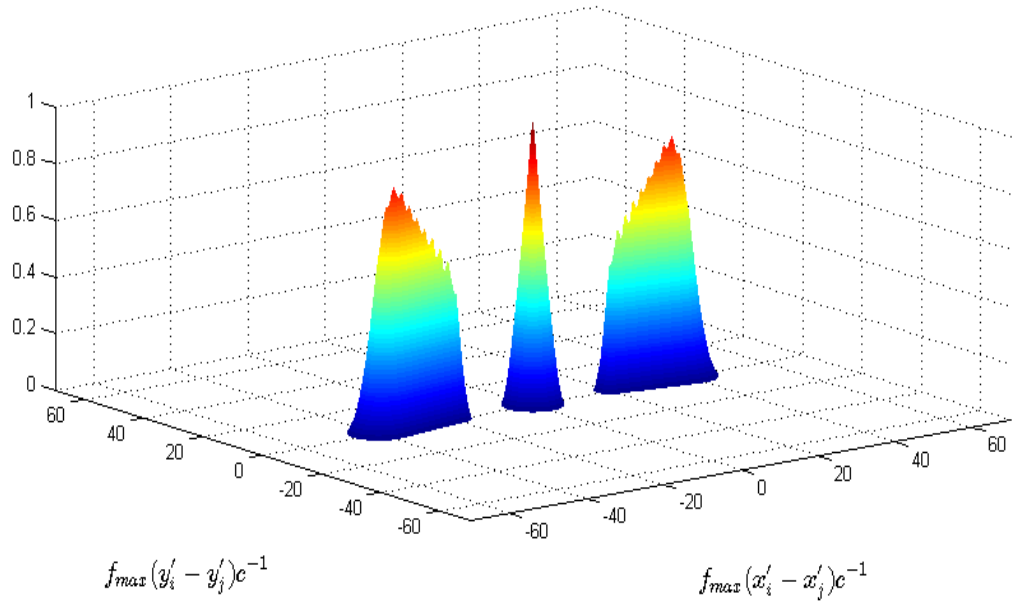


Рисунок 3.6 – Область видності радіосистеми (без надлишковості)

Висновки по розділу

Синтезовано алгоритм оптимального оброблення сигналів у широкосмуговій радіометричній системі формування зображень з просторово розподіленою антенною системою. Алгоритм містить операції декореляції спостережень, їх авто- і кроскореляційного оброблення та підсумовування. Розроблена методика візуалізації просторово-спектральної області частот дозволила обґрунтувати доцільність спрощення алгоритму оброблення сигналів за рахунок переходу до квазіоптимального алгоритму. Основу такого переходу становить відмова від автоковариаційного оброблення і від дублювання (повторення) каналів з однаковим просторовим розміщенням пар антен (відстань між антенами та їхня просторова орієнтація). У випадку повного виключення повторних баз це призводить до значного зменшення каналів у радарі (з N^2 до $0{,}5N(N-1)$).

Визначено аналітичний вираз для визначення збільшення похиби отримання радіозображень.

Література до третю розділу

[1] V. K. Volosyuk, V. F. Kravchenko, Statistical Theory of Radio-Engineering Systems of Remote Sensing and Radar. Fizmatlit, Moscow, 2008 [in Russian].

[2] Фалькович С. Е. Оценка параметров сигнала. М.: Изд-во «Советсткое радио», 1970, 336 с.

[3] Фалькович С. Е., Пономарев В. И. Шкварко Ю. В. Оптимальный прием пространственно-временных сигналов в радиоканалах с рассеянием / Под ред. С. Е. Фальковича. – М.: Радио и связь, 1989. 296 с.

[4] V. Pavlikov, V. Volosyuk, S. Zhyla, H. N. Van and K. N. Van, "UWB active aperture synthesis radar the operating principle and development of the radar block diagram," 2017 IEEE Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium (MRRS), Kiev, 2017, pp. 27-30, doi: 10.1109/MRRS.2017.8075018.

[5] Volosyuk V. Hardware and methodological support of scientific and applied radiometry of the atmosphere / V.K. Volosyuk, S.S. Zhyla, A.D. Sobkolov, V.V. Pavlikov, N.V. Ruzhentsev, D.S. Salnikov, A.A. Merzlikin, A.I. Tsopa // Telecommunications and Radio Engineering. – 2019 (in press).

[6] Pavlikov V. V. New method for the spatio-spectral sensitivity domain filling and radiometric imaging with high resolution in aperture synthesis systems / V.V.Pavlikov, Kiem Nguyen Van, O.M. Tymoshchuk // Eurasian Journal of Mathematical and Computer Applications. – 2016. – vol. 4, issue 4, pp. 44−53.

[7] Iverson, Kenneth E., A Programming Language, Wiley, 1962.

[8] A.R. Thompson, J.M. Moran, and G.W. Swenson Jr., Interferometry and Synthesis in Radio Astronomy, Third Edition, Springer International Publishing, 2017.

РОЗДІЛ 4
РОЗРОБЛЕННЯ СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ. РЕЗУЛЬТАТИ МОДЕЛЮВАННЯ РОБОТИ РАДІОСИСТЕМИ. ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ФОРМУВАННЯ РАДІОЗОБРАЖЕНЬ

Відповідно до попередньо отриманого алгоритму оброблення сигналів пропонується структурна схема радару. Робота схеми підтверджується моделюванням. Для більш коректного пояснення використовуєтсья два варіанти приймальних антен, що дозволяють оброблення сигналів у 2^x діапазонах частот. Наводиться приклад формування знімків у межах кутів ±15° від напрямку у надир.

4.1 Розроблення схеми радіосистеми

Скористаємося алгоритмом оброблення сигналів (3.11). Схему, яка відповідає (3.11) можна представити у вигляді, показаному на рис. 4.1.

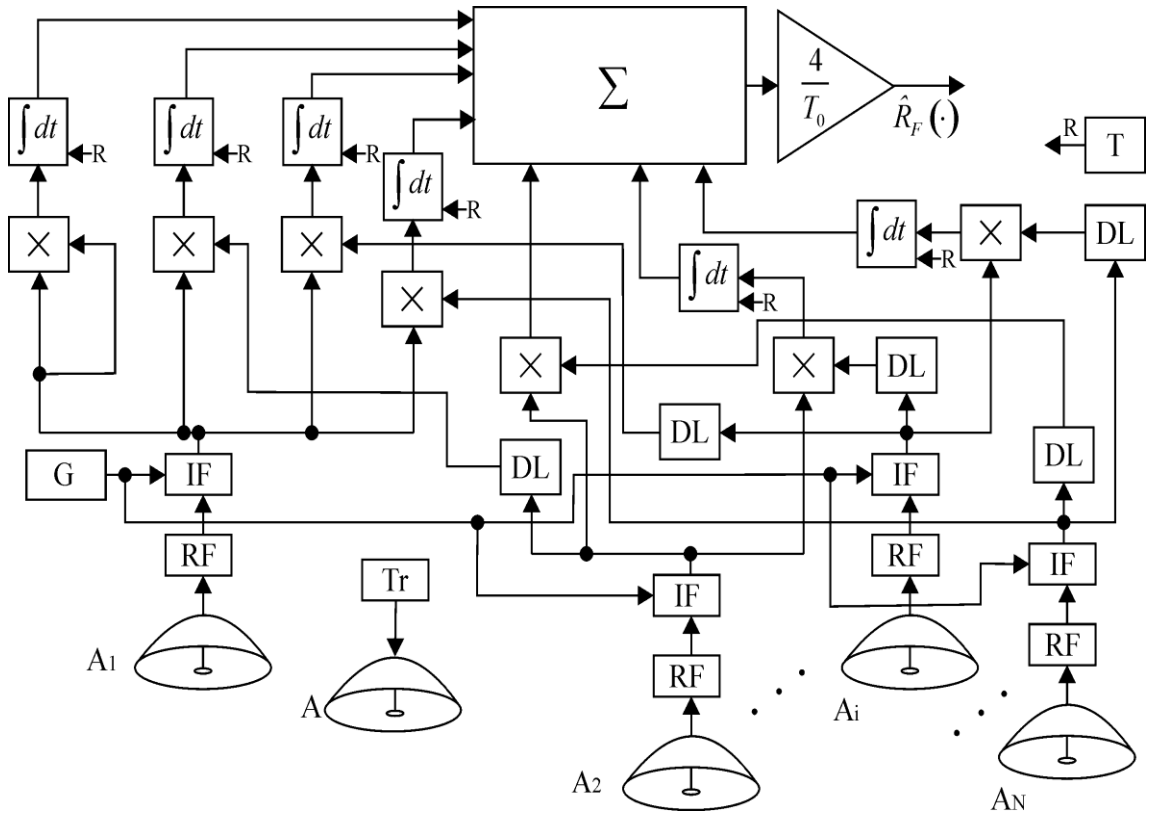


Рисунок 4.1 − Схема радіосистеми, яка ставиться у відповідність алгоритму (3.11)

Схема працює наступним чином:

– зондуючий сигнал передавача Tr через антену A опромінює частину підстильної поверхні у межах кутів ±15° від надиру;

– відбитий радіосигнал надходить на систему приймальних антен;

– далі сигналі потрапляють у блоки радіочастоти RF, де підсилюються і потім надходять для перенесення на проміжні частоти у блоки IF (важливо перенесити на промчастоту із застосуванням єдиного генератора G, а також забезпечити рівність довжини хвилеводів між G та IF);

– блоки DL затримки сигналів необхідні для вирівнювання фаз між різними каналами для подальшого кореляційного оброблення;

– спостереження після вирівнювання фаз перемножуються і надходять на інтегратор I. Інтегрування виконується протягом часу T, який контролюється через вхід R;

– далі йде додавання сигналів та підсилення з коефіцієнтом $4 / T_0$.

Відновлення зображення ділянки у межах кутів ±15° від надиру забезпечується системою ліній затримок, які вирівнюють фази сигналів, відбитими точками опроміненої поверхні. Крок за кутом при формуванні фокусуючої системи слід обирати відповідно до ширини функції невизначеності за кутовими координатами.

4.2 Результати імітаційного моделювання

Сокристаємося двома варіантами приймальних систем, які мають різні приймальні антенні системи і працюють у діапазонах частот $f \in [8 \div 12]$ ГГц і $f \in [32 \div 38]$ ГГц. Принц проботи схеми при цьому залишається незмінним. Висота польоту рівна у обох випадках і дорівнює 8 км.

Слід зазначити, що дослідження [1-2] вказують на те, що розміщення елементів антенної системи суттєво впливає вибіркові властивості радіосистсеми. Загалом, питанню обґрунтування розміщення антен у антенній

решітці приділяється багато уваги у літературі і тому ця задача у дисертації не вирішувалася. Сама по собі задача не вирішувалася і тому, що достатньо складна і має важливе самостійне значення.

Врахуємо наступні обмеження, які виникають при розміщенні радару на авіаційних носіях:

• проєктування антенної системи слід виконувати з урахуванням питань міцності та надійності літального апарату;

• проєктування антенної системи слід виконувати без порушення аеродинамічних властивостей літального апарату;

• важливо виключити можливість надлишковості баз у антенній системі.

Обидві системи розміщуються на безпілотних літальних апаратах з розмахом крил чотири метри і довжиною фюзеляжа теж чотири метри.

Варіант 1.

Нехай діапазон робочих частот $f \in [8 \div 12]\ ГГц$, а антенна система містить чотирнадцять приймальних елементів. Діаметр окремої антени – дванадцять см. Діаметр антени передавача – сім см. Розміщення антен сформуємо за допомогою методу випадкового генерування позицій з виключенням повторних комбінацій та баз, які фізично неможливо реалізувати із-за обмежень побудови фюзеляжа літального апарату.

Геометрія розміщення антен для варіанту 1 показана на рис. 4.2.

Варіант 2.

Нехай діапазон робочих частот $f \in [32 \div 38]\ ГГц$. Кількість антен – двадцять дев’ять. Діаметр кожної антени – 3,5 см. Діаметр антени передавача – два см.

Геометрія розміщення антен для варіанту 2 показана на рис. 4.3.

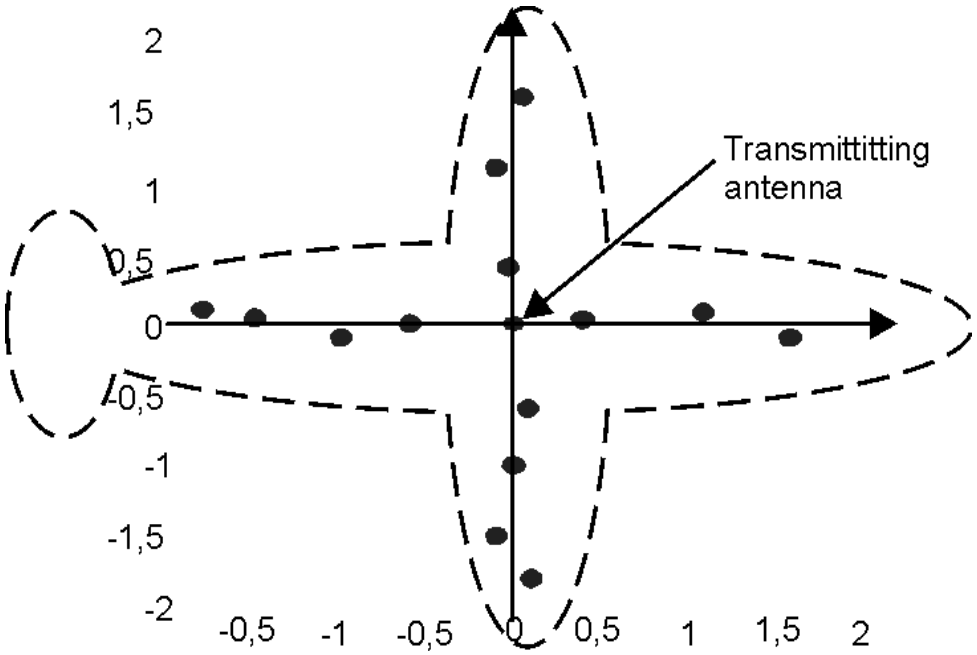


Рисунок 4.2 −Геометрія розміщення антен для варіанту 1

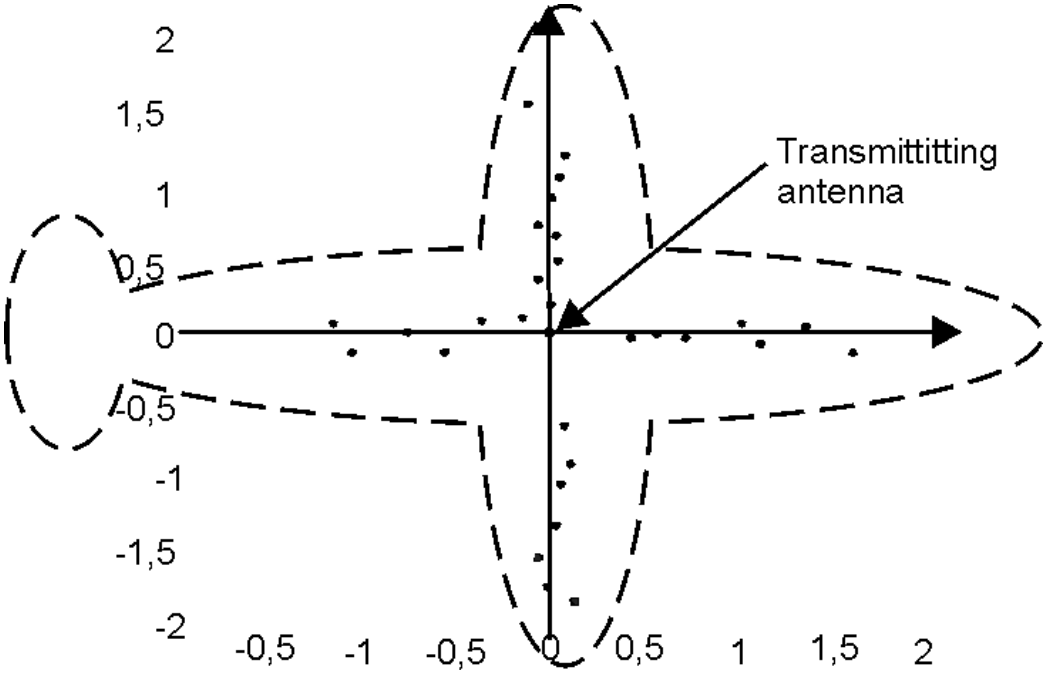
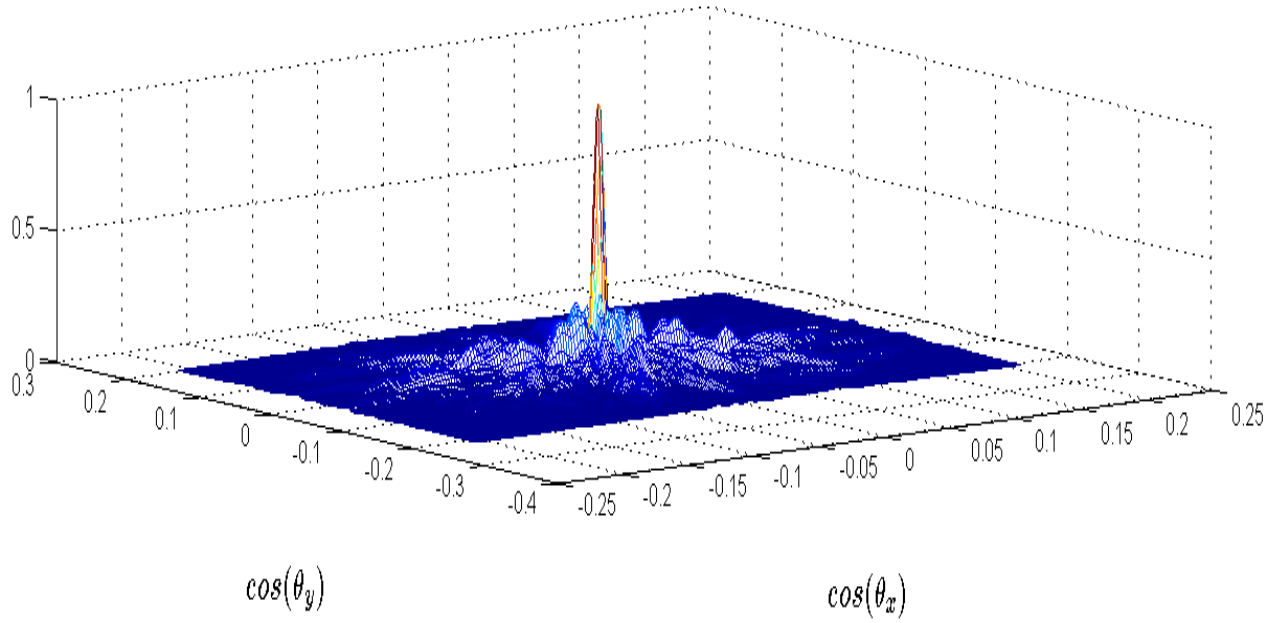
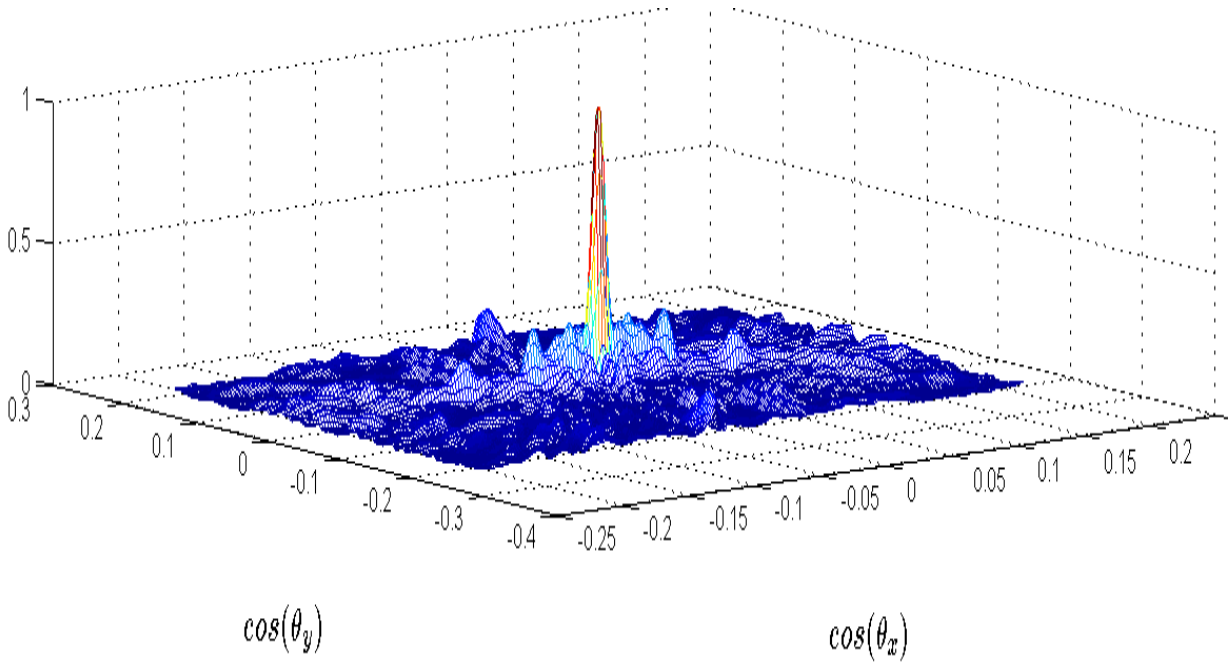


Рисунок 4.3 − Геометрія розміщення антен для варіанту 2

Розрахуємо функції невизначеності радіосистем (рис. 4.4), антенні системи яких сформовані відповідно до варіанту 1 і варіанту 2.



а)



б)

Рисунок 4.4 –Функція невизначеності радіосистем:

а – для варіанту 1, б – для варіанту 2

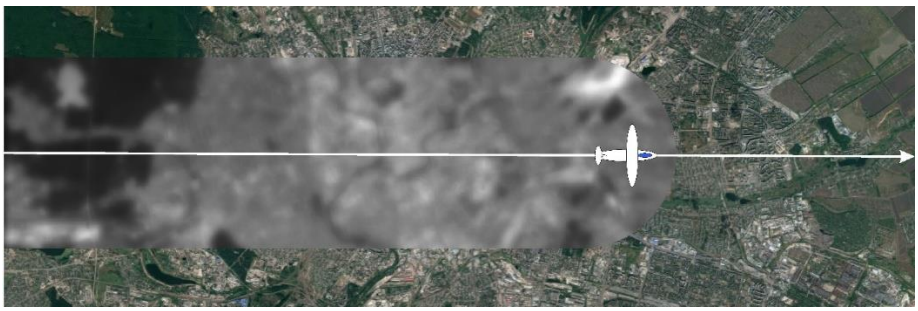
Сформуємо радіозображення за добомогою обох систем. Ідеальне (яке підлягає відновленню) зображення представлене на рис. 4.5.

Рисунок 4.5 – Ідеальне зображення (взято із Гугл карт)

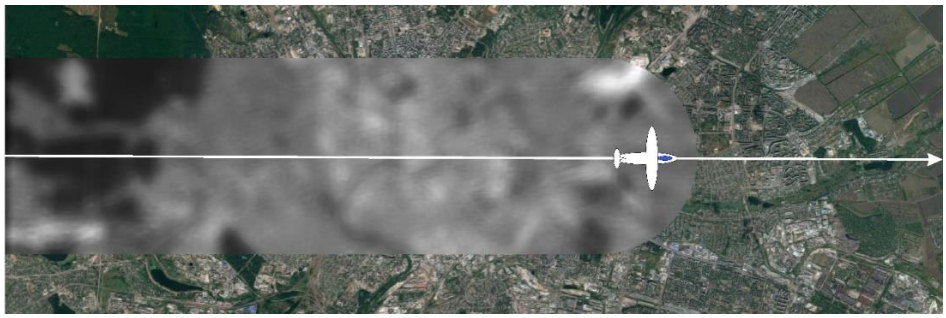
На рис. 4.6а показано зображення з ділянкою, яку було картографовано за допомогою системи, розглядуваної у варіанті 1. Радіозображення, яке побудоване за допомогою пропонованої системи вирізняється розмитістю та побудовано у градаціях сірого.

При створенні рис. 4.6а приймалося, що літак рухається уздовж лінійної траєкторії з постійною швидкістю.

Аналогічне зображення, але побудоване для варіанту 2, показане на рис. 4.6б.



а



б)

Рисунок 4.6 − Результати імітаційного моделювання:

а) – для радіосистеми з варіанту 1, б) – для радіосистеми з варіанту 2

Надати кількісну оцінку якості зображення – досить не однозначне завдання. Існує багато різних критеріїв оцінювання якості [3, 4], проте більшість з них досить погано узгоджуються з реальним візуальним сприйняттям. Тому обмежуся візуальним сприйняттям радіозображення з оптичним. Загалом, можна вважати досить добрим збігом радіозображення і ідеального. Слід відзначити, що реальні моделі вібиття водою, штучними покриттями (бетон, асфальт, …) при моделюванні не використовувалися для спрощення процесу моделювання.

Можна також констатувати, що зображення на рис. 4.6а та 4.6б різняться, що викликано відмінностями у функціях невизначеності радіосистем, працюючих у різних частотних діапазонах та при використанні різних антенних систем. Навіть при близькості ширини головної пелюстки функції невизначеності значну роль у якості відновлення зображення відіграє інтегральний рівень дифраційних пелюсток. Чим він менший – тим більш якісне зображення вдається зформувати.

Інтегральний рівень бічних пелюсток суттєво залежить від показника широкосмуговості. Так для варіанту 1 він становить 0,4, а для варіанту 2 – 0,17. Збільшення показника широкосмуговості знижує інтегральний рівень бічних пелюсток при фіксації геометрії антенної решітки.

Суттєвою перевагою у варіанті 1 є те, що використовується менша кількість антен. Для оброблення сигналів у цьому випадку необхідно усього 92 корелятори, тоді як для варіанту 2 – 407, що майже у 4,5 рази більше. Відповідно (не прямо пропоційно) при збільшенні антен зростає навантаження на енергетичну систему літального апарату та на вимоги до бортової обчислювальної системи.

4.3 Розробка методу підвищення якості радіозображень

У лівій частинах (3.10) – (3.13) є оцінка радіозображення в точці (x_C, y_C). Радіозображення ділянки поверхні отримаємо фокусуванням системи на кожну

точку поверхні, що виконується формуванням віяла парціальних променів діаграми спрямованості або скануванням одного променя.

Слід очікувати, що якість оцінки зображення $\hat{R}(x_C, y_C)$ – первинного зображення – залежить від функції невизначеності. Для розріджених антенних систем функції невизначеності характеризуються безліччю дифракційних пелюсток, сумірних по рівню з головною пелюсткою. Забезпечити єдність головної пелюстки і суттєво понизити бічні вдається за рахунок обробки широкосмугових сигналів. При цьому все ж спостерігається значиме "просочування" сигналів по бічних пелюстках функції невизначеності, спотворюючи радіозображення і що знижує його динамічний діапазон. Особливо низька якість зображення виходить, коли об'єм функції невизначеності під бічними пелюстками істотно вищий за об'єм, ув'язнений під головною пелюсткою.

Підвищити якість радіозображення (первинного) можна реалізовуючи оптимальну фільтрацію (вторинну обробку). Розробимо метод, ґрунтований на інверсній фільтрації, що виникає в процесі рішення інтегрального рівняння звернення. Для цього представимо ліву частину рівняння (3.13) в узагальненому виді

$$\hat{R}(x_C, y_C) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} R(x,y)\Psi(x - x_C, y - y_C)\,dx\,dy \tag{4.1}$$

де $\Psi(x,y)$ – функція невизначеності радіосистеми, яка у разі відмови від операції декореляції описується виразом

$$\Psi(x_C - x, y_C - y) = \\ = \sum_{i,j=1}^{N}\int_{-\infty}^{\infty} \dot{G}^2(f, x_C - Vt, y_C)\dot{F}_i(f, t, x_C, y_C) \times \dot{F}_j^*(f, t, x_C, y_C)\,df. \tag{4.2}$$

Припустимо, що існує функція $\Psi^{-1}(x,y)$, що задовольняє інтегральному рівнянню

$$\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\Psi(x_C-x,y_C-y)\Psi^{-1}(x,y)dxdy=\delta(x_C,y_C). \tag{4.3}$$

Помножимо ліву і праву частині (3.13) на $\Psi^{-1}(x_C-x',y_C-y')$ та проінтегруємо по x_C, y_C. Отримаємо

$$\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\hat{R}(x_C,y_C)\Psi^{-1}(x_C-x',y_C-y')dx_Cdy_C=R(x',y') \tag{4.4}$$

З (4.4) витікає, що якщо існує функція $\Psi^{-1}(x,y)$, то можна відновити істинне значення $R(x',y')$. Проблема виникає в тому, що досить складно оцінити не лише функцію $\Psi^{-1}(x,y)$, але і $\Psi(x,y)$. Остання може бути розрахована, але у зв'язку з тим, що технічна реалізація радіосистеми відрізняється від ідеальної, ці розрахунки є наближеними. Функцію $\Psi(x,y)$ можна так само виміряти, наприклад, у безлунній камері або по видаленому точковому джерелу.

У будь-якому з цих випадків, функція $\Psi(x,y)$ буде відома з точністю до деякої погрішності $\Delta\Psi(x,y)$, обумовленої внутрішніми шумами апаратури і інструментальними помилками. Тому на практиці замість $\Psi^{-1}(x,y)$ можна оцінити $\Psi_{\Delta}^{-1}(x,y)$, яку знаходимо з (4.3) таким чином:

$$\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\begin{pmatrix}\Psi(x_C-x,y_C-y)+\\+\Delta\Psi(x_C-x,y_C-y)\end{pmatrix}\Psi_{\Delta}^{-1}(x,y)dxdy=\delta(x_C,y_C). \tag{4.5}$$

У такому разі досить оцінити допустиму погрішність $\Delta\Psi(x,y)$ для конкретно узятої радіосистеми і забезпечити вимір функції невизначеності в

межах цієї погрішності. Величину погрішності можна оцінити на етапі моделювання роботи системи в режимі побудови зображення.

4.4 Розроблення структури радіокомплексу з реалізацією методу підвищення якості радіозображень

Дослідимо можливості підвищення якості радіозображень методом, розробленим у попередньому підрозділі але з урахуванням того чинника, що точно знати функцію невизначеності $\Psi(x,y)$ не можливо.

Структура радіокомплексу з урахуванням фільтрації для підвищення якості радіозображення (відповідно до (4.5)) показана на рис. 4.7.

На рисунку використано такі скорочення:

Прд. – передавач;

МШП – малошумливий підсилювач;

АІ – блок апріорної інформації;

ФД – фільтр декореляції;

Помн. – помножувач;

Інт. – інтегратор;

СЦ – спецобчислювач.

Вище вказувалося, що набір ліній затримок дозволяє виконати перемноження спостережень з вирівняною фазою.

Одразу за суматором встановлено блок фільтрації задля оброблення відповідно до формули (4.5). Цей блок потребує апріону інформацю АІ щодо функції $\Psi^{-1}(x,y)$, яка надходить із СЦ.

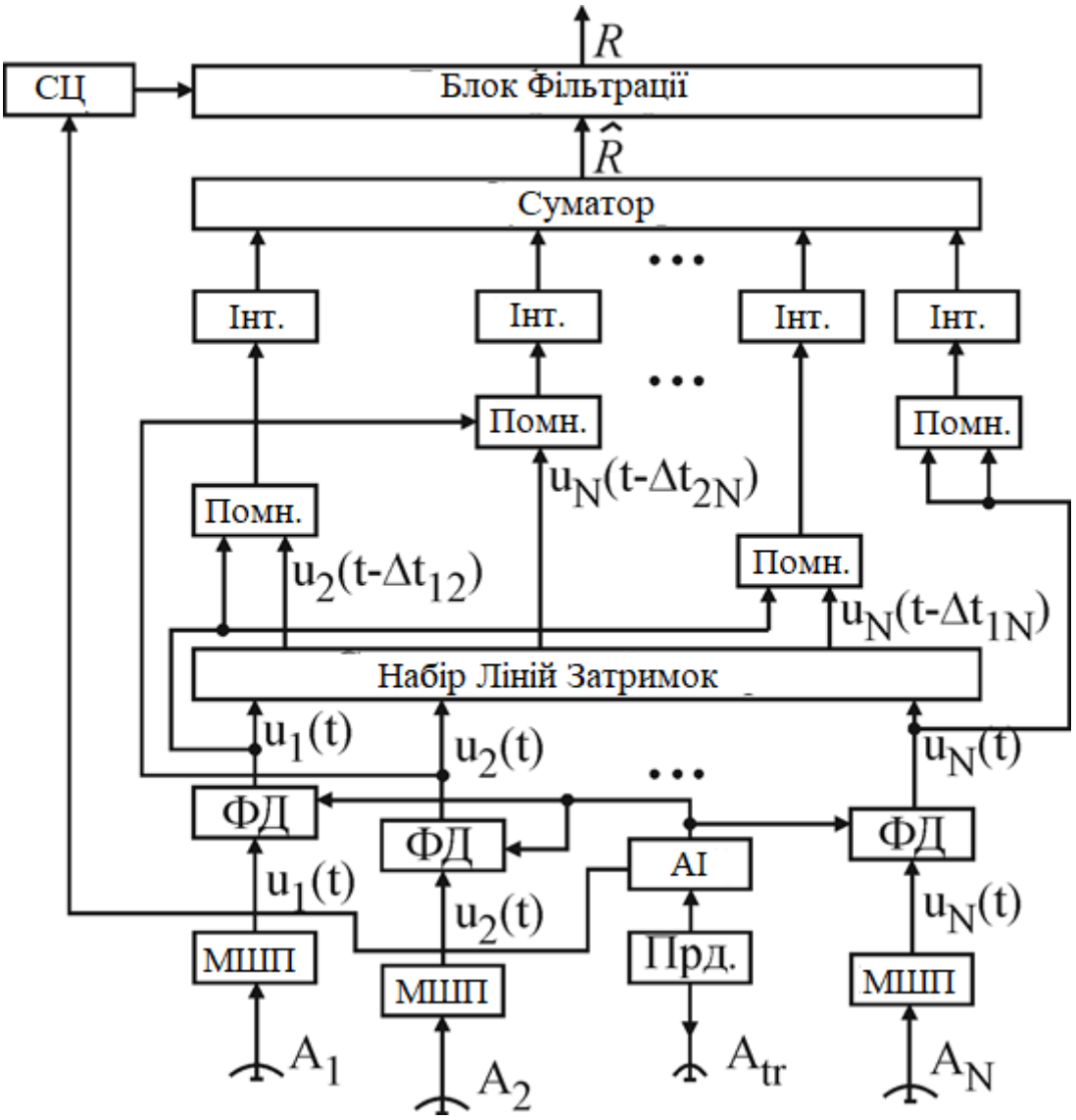


Рисунок 4.7 − Структура радіокомплексу з фільтрацією радіозображень

4.5 Результати імітаційного моделювання радіокомплексу

Скористаємося заздалегідь підібраною антенною системою (рис. 4.8) і робочим діапазоном частот, які не забезпечують високу якість формування радіозображень. Як і раніше вважаємо, що система розміщена на безпілотному літальному апараті з граничними розмірами уздовж фюзеляжу і уздовж крила 2 м.

Антена передавача міститься на початку координат. Загалом у приймальній антені шістнадцять елементів з діаметром 2.3 см. Робочі частоти

обмежені 18÷26.5 ГГц, що дозволяє реалізувати комплекс на існуючій радіоелементній базі.

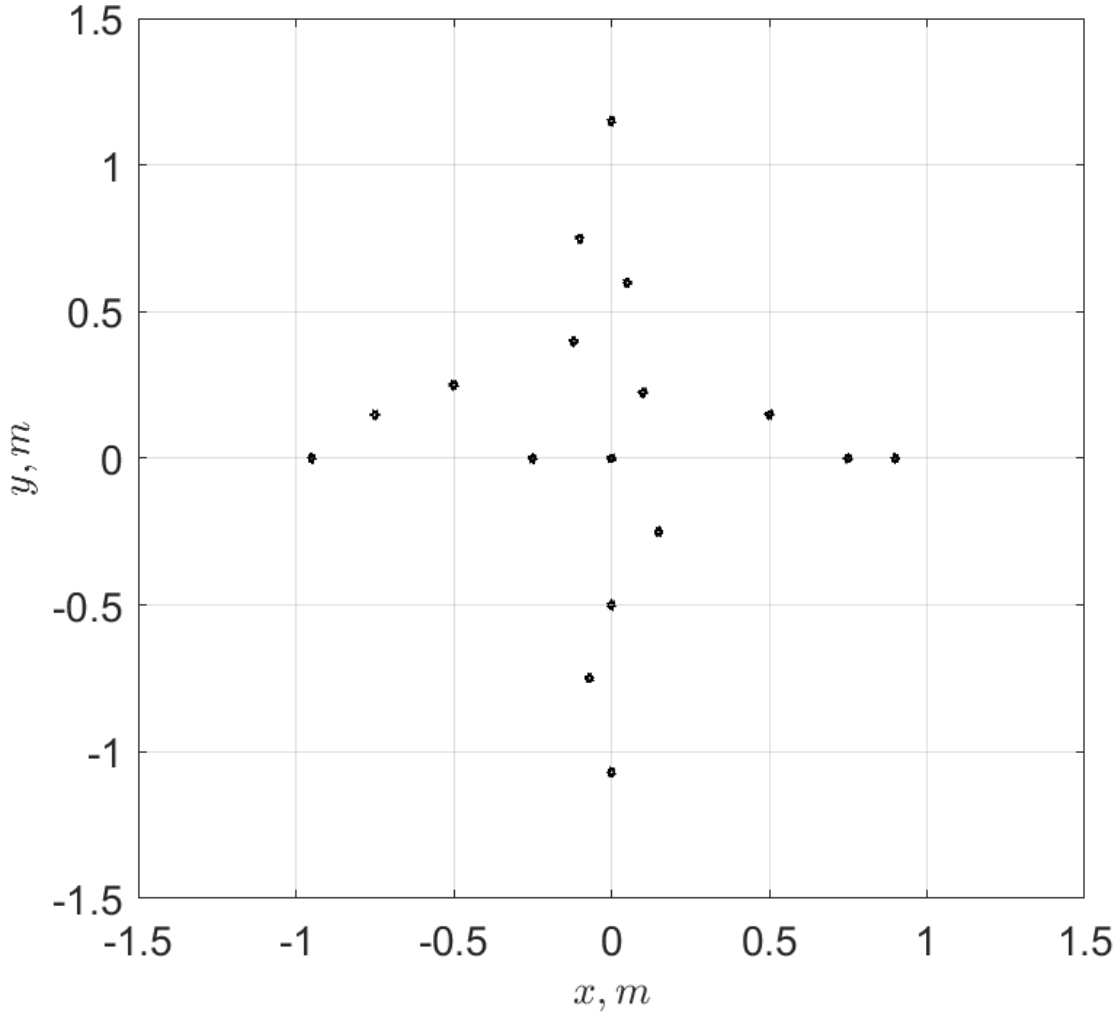


Рисунок 4.8 – Геометрія антенної системи

Форма функції невизначеності для вказаних параметрів радіокомплексу зображена на рис. 4.9.

Слід віздначити, як це раніше вказувалося, слід очікувани низької якості радіозображення із-за відносно високого інтегрального рівня бічних пелюсток. Це при тому, що головна пелюстка добре виділяється на іхньому тлі.

У якості ідеального зображення візьмемо оптичне зображення, показане на рис. 4.10.

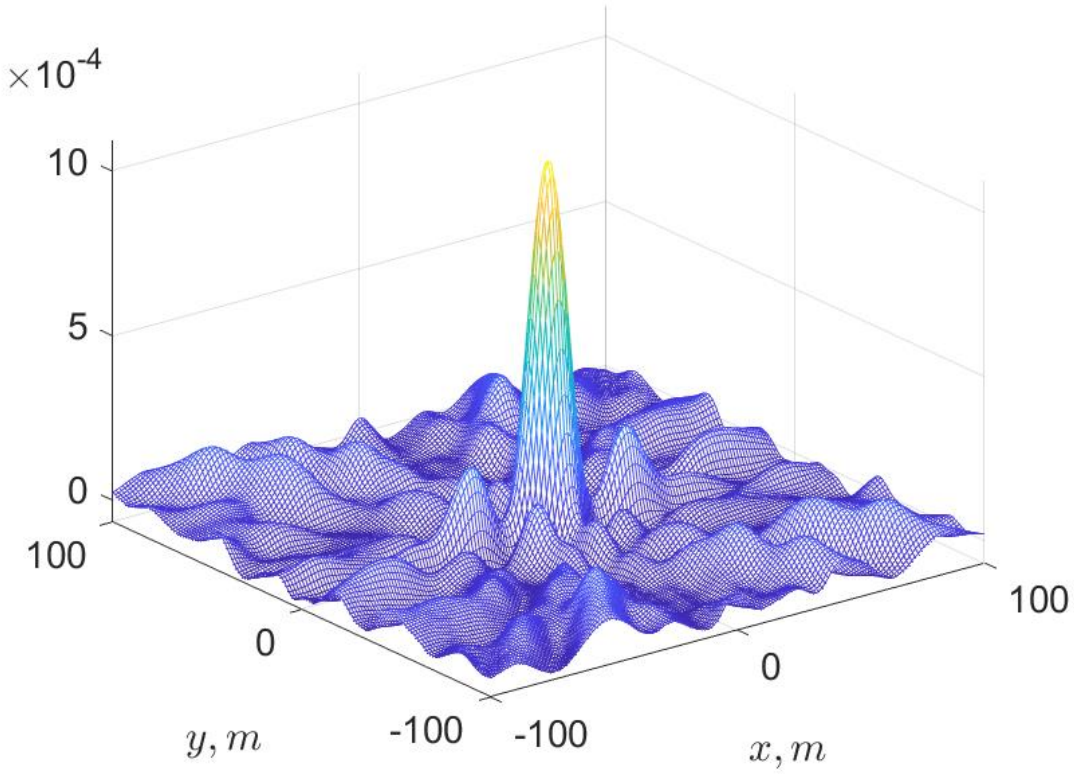


Рисунок 4.9 – Функція невизначеності, приведена до підстильної поверхні за умови, що безпілотний літальним апарат летить на висоті у 1000 м

Рисунок 4.10 – Ідеальне (оптичне) зображення підстильної поверхні

Радіозображення, побудване з допомогою функції невизначеності, вказаної на рис. 4.9, показане на рис. 4.11.

Візуальний аналіз рис. 4.11 не дозволяє вичленити на ньому основні елементи зображення у оптичному діапазоні (див. рис. 4.10).

Для підвищення якості візуального сприйняття можна скористатися двома підходами:

– змінити геометрію антенної системи або робочу смугу частот;

– знаючи форму функції невизначеності можна знайти зворотну до неї і фільтрувати зображення відповідно до розробленого вище методу.

Перший підхід не завжди вдається реалізувати із-за обмежень, які накладаються на аеродинамічні властивості літального апарату, а також вимог на надійність і міцність його конструкції. Другий підхід потребує знання з достатньою точністю форми функції невизначеності, що може бути попередньо оцінено у безлунній камері при усереднені багатьох вимірювань.

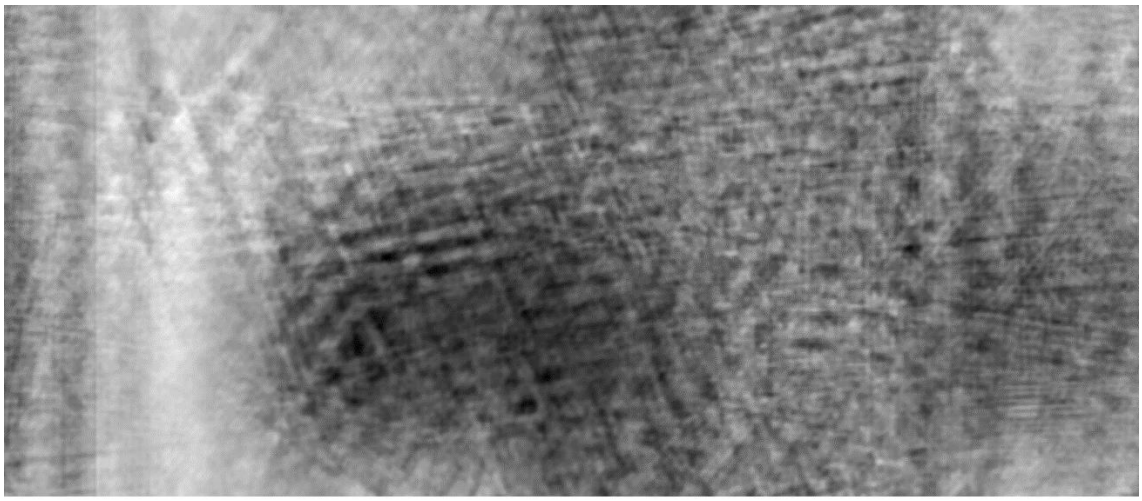


Рисунок 4.11 – Радіозображення, спотворене високим інтегральним рівнем бічних пелюсток

Переш, ніж реалізовувати фільтрацію при неточному знанні функції невизначеності цікаво розглянути випадок повного знання її форми. Розраховуючи функцію, зворотну до функції невизначеності, проведемо фільтрацію і отримаємо радіозображення (у градаціях сірого), показане на рис. 4.12.

Рисунок 4.12 – Результат фільтрації радіозображення, отриманий за умови знання форми функції невизначеності радіосистеми

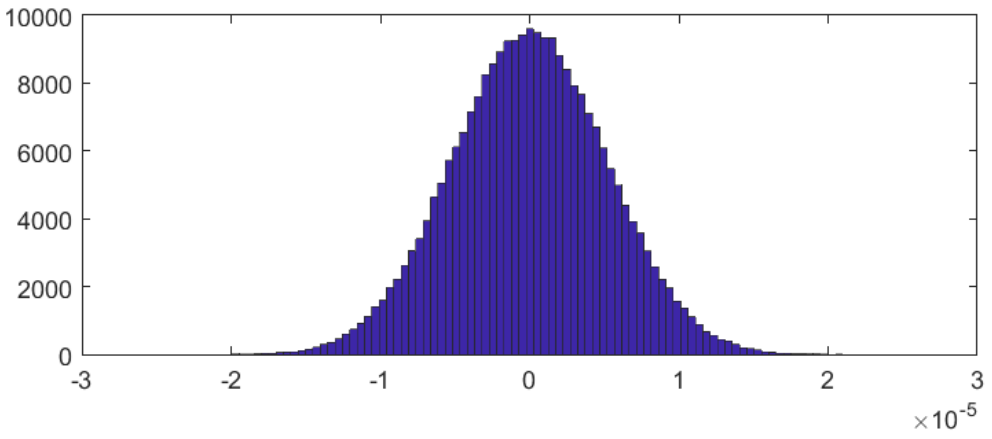
На рис. 4.12, на відміну від рис. 4.11, добре розрізнюються майже усі об’єкти, які є на рис. 4.10.

Тепер врахуємо, що функцію невизначеності точно знати не можна. Дослідимо вплив неточності визначення форми функції невизначеності на якість фільтрації радіозобржень.

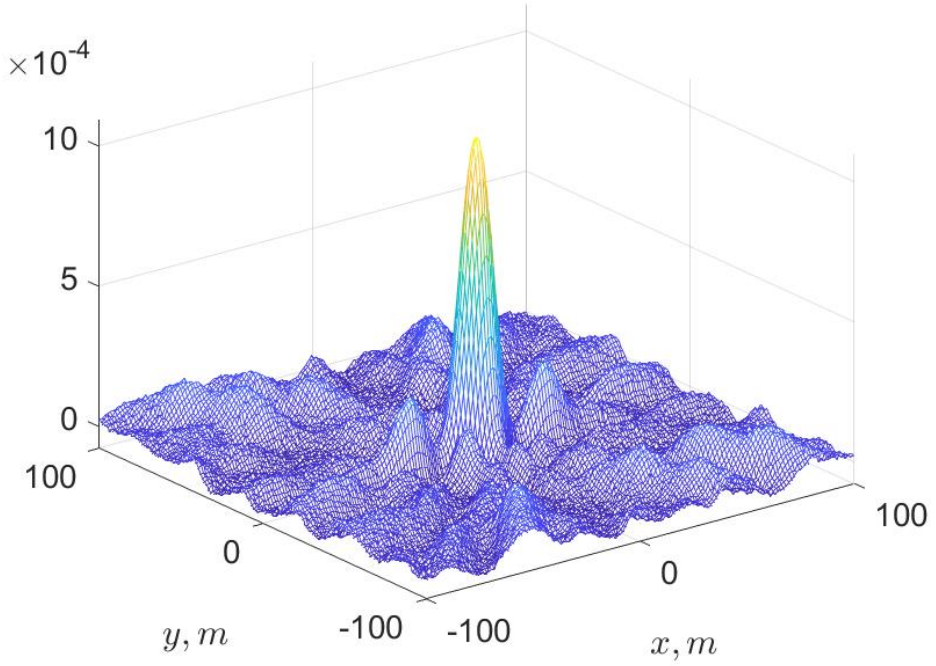
Для цього представимо оцінку функції невизначеності у вигляді суми істинної і похибки:

$$\Psi(x,y)+\Delta\Psi(x,y).$$

У випадку, коли похибка $\Delta\Psi(x,y)$ описується нормальним випадковим з нульовим середнім процесом (розподіл показано на рис. 4.13, а), отримаємо форму функції невизначеності у вигляді, зображеному на рис. 4.13.б.



а



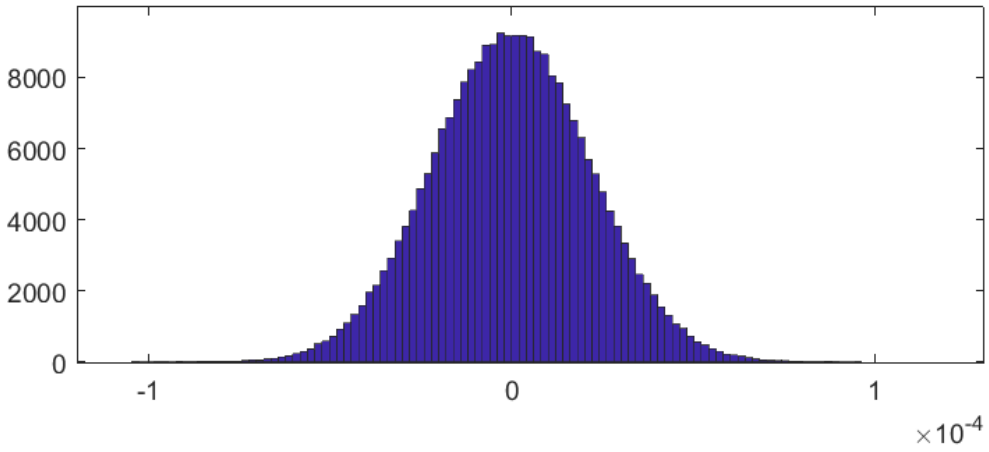
б

Рисунок 4.13 – Розподіл нормального з нульовим середнім гауссівського процесу, який спотворює точне значення функції невизначеності – а, та вигляд спотвореної цим процесом функції невизначеності – б

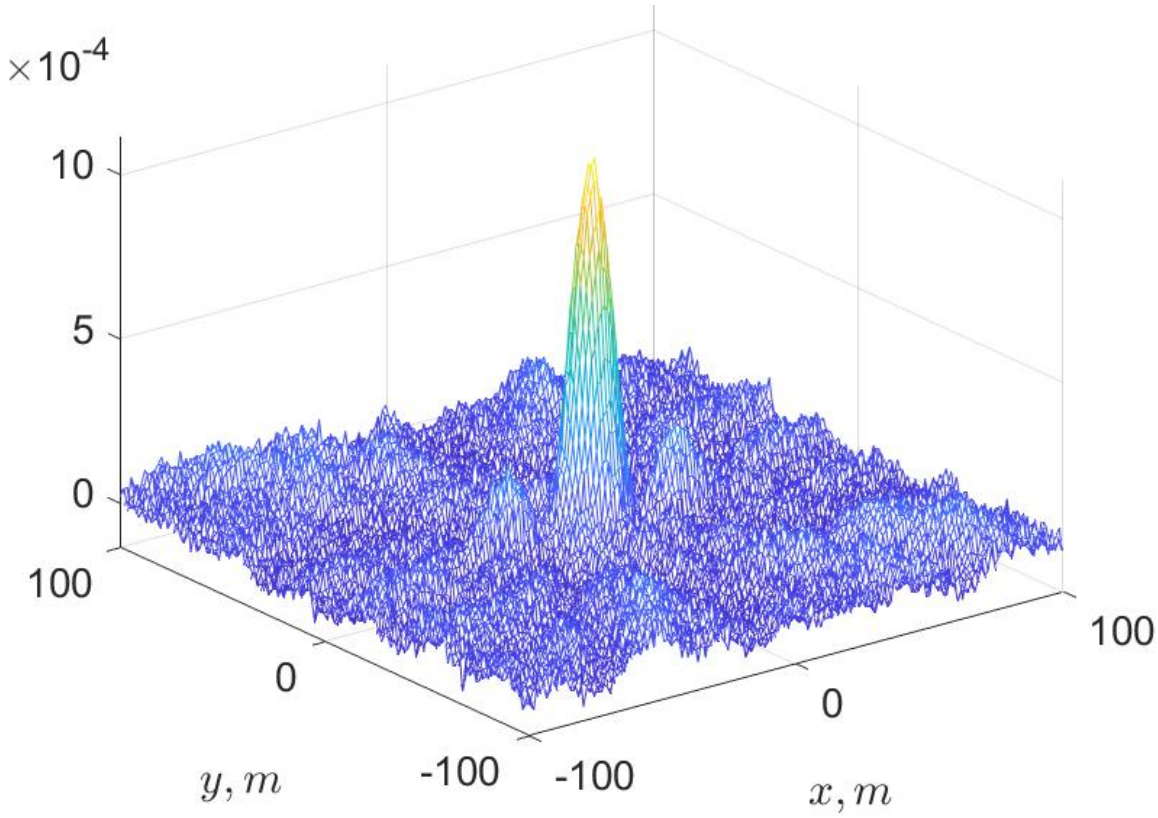
Результат фільтрації для цього випадку зображено на рис. 4.14. Візуальний аналіз дозволяє виявити появу текстури, яка частково спотворює зображення, але загалом, на ньому можна визначити багато об’єктів, які є на оптичному зображенні.

Рисунок 4.14 – Результат фільтрації радіозображення для функції невизначеності, зображеної на рис. 4.13.б

Нехай дисперсія похибки буде більшою від розглядуванох раніше. Розподіл похибки зображено на на рис. 4.15.а Оцінка функції невизначеності при цьому зображена на рис. 4.15.б.



а



б

Рисунок 4.15 – Розподіл нормального з нульовим середнім гауссівського процесу, який спотворює точне значення функції невизначеності та має більшу дисперсію у порівнянні з розподілом на рис. 4.13.а – а, вигляд спотвореної цим процесом функції невизначеності – б

На рис. 4.16 зображено результат фільтрації радіозображення

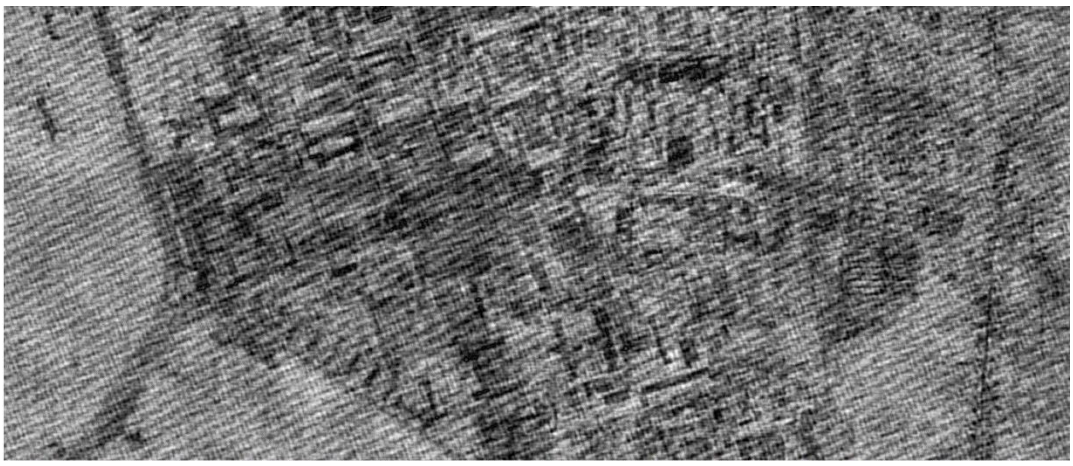
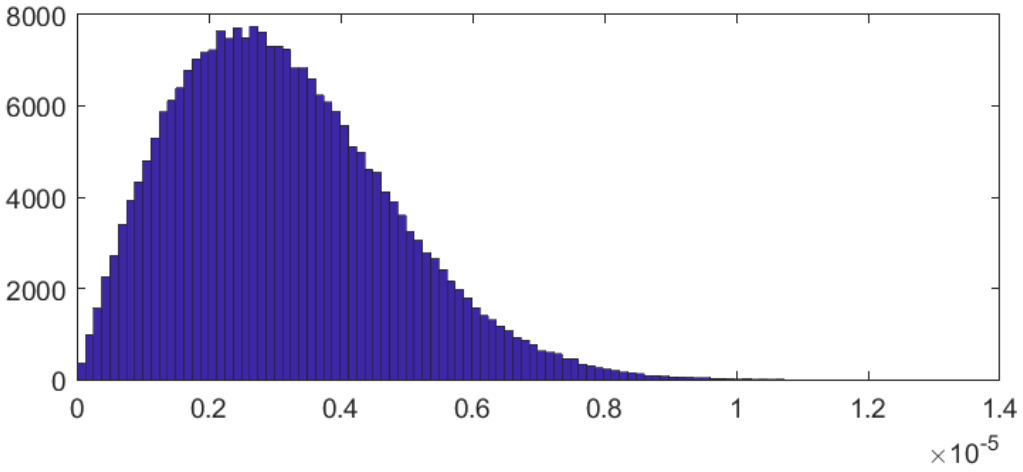


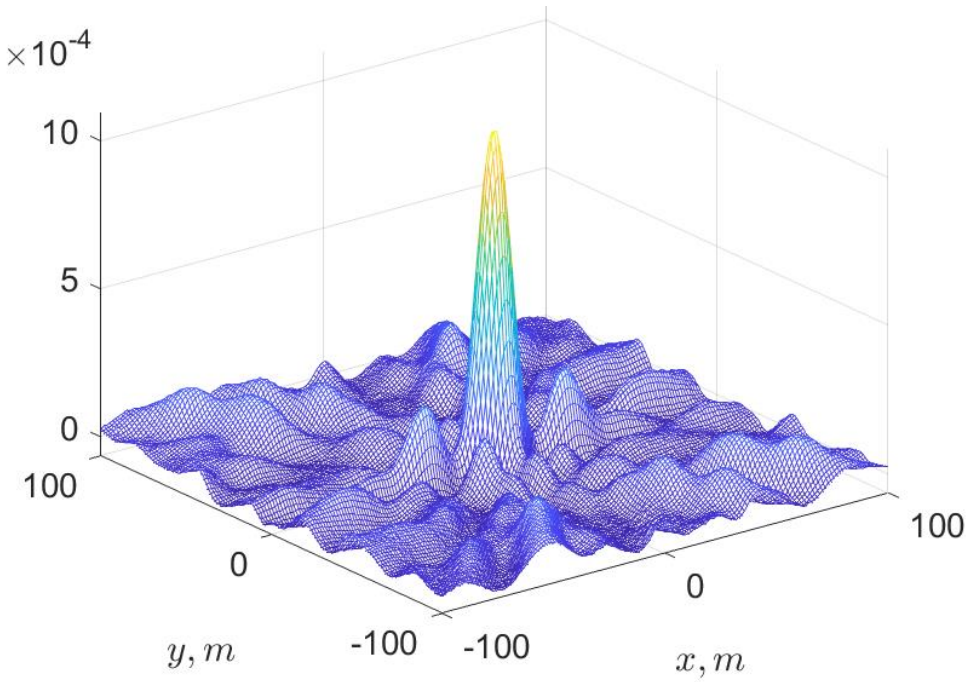
Рисунок 4.16 – Результат фільтрації радіозображення

Аналогічно попередньому випдку на рис. 4.16 спостерігається текстура, яка більше спотворює радіозображення. Але відносно габаритні об’єкти ще можна відстежити на зображенні.

Змінимо розподіл похибки з гауссівського на релеєвський (див. рис. 4.17.а). Функція невизначеності при цьому набуває вигляду, показаного на рис. 4.17.б.



а



б

Рисунок 4.17 − Розподіл релеєвського процесу, який спотворює точне значення функції невизначеності – а, вигляд спотвореної цим процесом функції невизначеності – б

Результат фільтрації наведено на рис. 4.18.

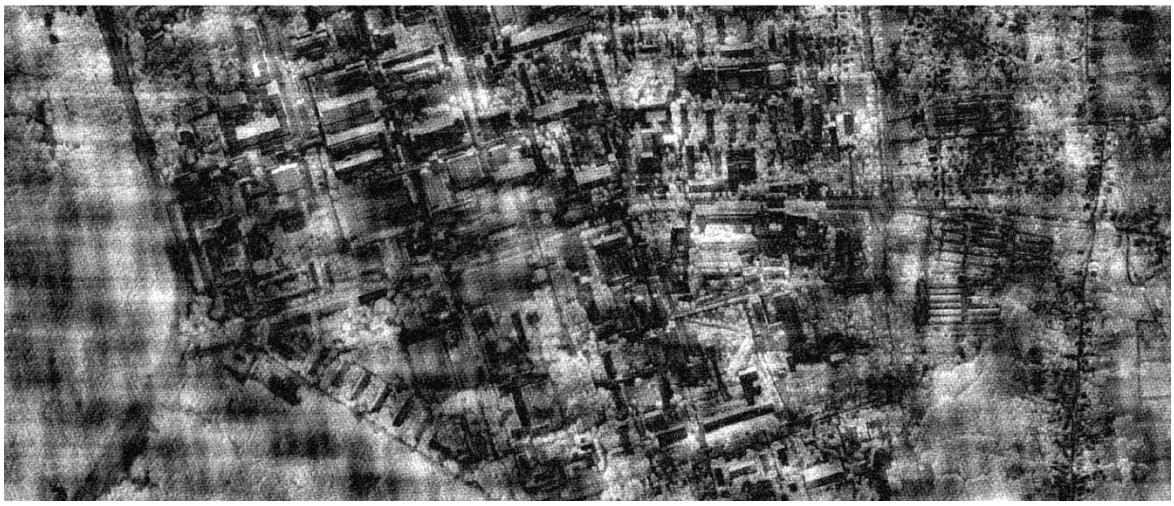


Рисунок 4.18 – Результат фільтрації радіозображення, отриманий за умови, що похибка визначення функції невизначеності носить релеєвський розподіл

На рис. 4.18 теж спостерігається текстурне спотворення, але більшість об’єктів досить добре сприймаються візуально. Щодо порівняння текстурних спотворень, то можна дійти висновку, що при релеєвському розподілі похибки вони мають більший динамічний діапазон і погіршують візуальне сприйняття.

Загалом, проведене дослідження вказує на те, що навіть при неточному знанні функції невизначенсоті можна суттєво підвищити якість радіозображення. У той же час до питання підвищення якості радіозображення необхідно підходити реалізуючи одразу декілька мір, наприклад:

– правильно розробляти геометрію розмінення антен;

– після фіксації геометрії підбирати діапазон робочих частот;

– застосовувати метод підвищення якості радіозображень на кшталт розробленого у розділі;

– подальша фільтрація фільтрами, заснованими на адаптивних методах подавлення різних типів спотворень [6, 7].

Висновки по розділу

Розроблено структуру радіокомплексу, який дозволяє формувати радіозображення у діапазоні кутів спостереження ±15°. Розроблено метод фільтрації радіозображень, яка забезпечує суттєве підвищення якості візуального сприйняття за умови, коли немає можливості оптимізувати геометрію антенної системи та обрати необхідний для цього діапазон частот.

Результати комп'ютерного моделювання підтверджують адекватність отриманих даних задачі формування та підвищення якості радіозображень. Увага приділялася питанню підвищення якості зображень при неточному знанні форми функції невизначеності. Показано, що при відносно незначних спотвореннях відновлення запропонованою фільтрацією доцільне, адже суттєво підвищує якість зображення. Показано, також, що неточності у знанні функції невизначеності додають текстури відфільтрованому зображенню. При цьому гауссівський розподіл менше спотворює зображення, ніж релеєвський.

Література до четверту розділу

[1] Imaging by aerospace radar systems with active aperture synthesis / O. A. Daki, Nguen Van Huu, V. V. Pavlikov, A. D. Sobkolov, O. M. Tymoschuk // Telecommunications and Radio Engineering, Volume 78, 2019, Issue 14, pages 1233-1247. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v78.i14.20. ISSN Print: 0040-2508, ISSN Online: 1943-6009 URL: www.dl.begellhouse.com/journals/0632a9d54950b268,5cfa71f20d3685c2,030303715bf746eb.html.

[2] Spectral Aperture Synthesis Method / V. Pavlikov, Nguen Van Huu, S. Zhyla and S. Sobkolov // International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications Science and Technology (PIC S&T) , 2019, Kyiv, Ukraine, pp. 626-631.

[3] O. Rubel, A. Rubel, V. Lukin and K. Egiazarian, "Blind DCT-based prediction of image denoising efficiency using neural networks," 2018 7th European Workshop on Visual Information Processing (EUVIP), Tampere, 2018, pp. 1-6.

[4] O. Rubel, V. Lukin and K. Egiazarian, "On prediction of DCT-based denoising efficiency under spatially correlated noise conditions," 2016 13th International Conference on Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET), Lviv, 2016, pp. 750-754.

[5] Lukin V., Vozel B., Abramov S., Ponomarenko N., Uss M., Chehdi K., Blind methods for noise evaluation in multi-component images, Book chapter in "Multivariate image processing", ISTE Ltd, France, Nonember 2009 .

[6] I. Djurovic, L. J. Stankovic and V. V. Lukin, "Combination of non-linear filters in time and frequency domain," Proceedings of the Eighth International Symposium on Signal Processing and Its Applications, 2005., Sydney, Australia, 2005, pp. 727-730, doi: 10.1109/ISSPA.2005.1581041.

[7] V. V. Lukin, N. N. Ponomarenko, A. A. Zelensky, J. T. Astola and K. O. Egiazarian, "Automatic Design of Locally Adaptive Filters for Pre-processing of Images Subject to Further Interpretation," 2006 IEEE Southwest Symposium on Image Analysis and Interpretation, Denver, CO, 2006, pp. 41-45, doi: 10.1109/SSIAI.2006.1633718.

ВИСНОВКИ

У дисертації вирішена актуальна задача синтезу методу оброблення НШС сигналів в радіотехнічних системах активного апертурного синтезу для формування радіозображень з високою просторовою роздільною здатністю.

1. Обґрунтовано актуальність вирішення завдання, її важливість і значущість для вирішення широкого кола завдань народного господарства і різних галузей науки і техніки.

Відомо, що РСА використовують для формування радіозображень у зоні огляду 15°÷50° ліворуч і праворуч від надира. Зона огляду у межах ±15° від надира є «сліпою» для радарів, розміщених на аерокосмічних носіях. Тому для її огляду використовуються оптичні або інфрачервоні датчики. Проте усепогодність зйомки оптичними/інфрачервоними датчиками не забезпечується.

У зв’язку з тим, що значна частина землі постійно окутана хмарами, важливо розробляти методи формування радіозображень у межах зони огляду ±15° від надира. У дисертації запропоновано та розроблено алгоритм оброблення сигналів, який поєднує переваги систем РСА і АС. Цей алгоритм названо методом активного апертурного синтезу. Відповідо до нього розроблено структуру радіокомплексу, який забезпечує відтворення зображення у межах кутів ±15° від надира. Це зображення є пропорційним питомій ЕПР підстильної поверхні.

2. Під час вирішення дисертаційного завдання отримано наступні найбільш значущі наукові результати:

2.1. Удосконалено математичну модель стохастичного надширокосмугового радіосигналу з гаусівським розподілом шляхом явного задавання частотнозалежного питомого комплексного коефіцієнту відбиття підстильної поверхні (пропорційного радіозображенню). Це дозволило отримати аналітичний вираз для матриці просторво-часових кореляційних функцій, який є необхідним для вирішення задач синтезу алгоритмів оброблення сигналів.

2.2. Подальший розвиток отримав метод активного апертурного синтезу,

який дозволяє формувати радіозображення у зоні огляду ±15° від надира. При цьому радіозображення є пропорційним питомій ефективній поверхні розсіювання, а не еквівалентній шумовій температурі, що є характерним для систем апертурного синтезу, широко використовуємих у задачах радіоастрономії.

2.3. Отримано вираз для функції невизначеності системи активного апертурного синтезу, що є важливим для визначення основних параметрів і характеристик радару на етапі його проєктування. Наприклад, моделюванням можна обґрунтувати ширину смуги пропускання радара при фіксованій геометрії розміщення елементів приймальної антенної системи і навпаки, обґрунтувати розміщення елементів антенної системи і їх кількість при фіксованій ширині смуги пропускання радару.

2.4. Проведені дослідження, які дозволили удосконалити метод оброблення радіозображень. Цей метод заснований на оптимальній фільтрації функціями, які є зворотними до функції невизначеності радіосистеми. Наголошено, що точне знання форми функції невизначеності неможливе, адже ми завжди маємо лише її оцінку. Тому дослдіжено вплив неточностей знання форми функції невизначеності на якість відновлення радіозображень. Показано, що метод підвищує візуальну якість зображень навіть при неточному (вносилися адитивні випадкові спотворення функції невизначенсоті процесами з гауссівським і релеєвським розподілами і різними дисперсіями) знанні форми функції невизначеності.

3. Практичне значення отриманих результатів полягає в наступному:

3.1. Перехід до оброблення просторово-часових широкосмугових сигналів дозволяє зменшити кількість антен у антенній системі (точне значення визначається низкою параметрів, зокрема, заданою флуктуаційною чутливістю, необхідним рівнем бічних пелюсток функції невизначеності і ін., які необхідно підбирати у процесі моделювання).

3.2. Метод оброблення сигналів доцільно реалізувати на наявній

елементній базі (широкосмуговій). Перехід до оброблення широкосмугових сигналів сприятме підвищенню флуктуаційної чутливісті та відношенню сигнал/шум.

3.3. Підвищено якість візуального сприйняття радіозображень за рахунок розробленого методу фільтрації.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

[1] S. Anger, M. Jirousek, S. Dill and M. Peichl, "IoSiS – A high performance experimental imaging radar for space surveillance," *2019 IEEE Radar Conference (RadarConf)*, Boston, MA, USA, 2019, pp. 1-4, doi: 10.1109/RADAR.2019.8835824.

[2] D. Wang, X. Ma, A. -. Chen and Y. Su, "High-Resolution Imaging Using a Wideband MIMO Radar System With Two Distributed Arrays," in IEEE Transactions on Image Processing, vol. 19, no. 5, pp. 1280-1289, May 2010, doi: 10.1109/TIP.2009.2039623.

[3] G. Connan, R. Garello, H. D. Griffiths and P. V. Brennan, "Millimeter-wave radar back-scattering from water waves," Record of the IEEE 2000 International Radar Conference [Cat. No. 00CH37037], Alexandria, VA, USA, 2000, pp. 347-351, doi: 10.1109/RADAR.2000.851858.

[4] S. Koyama, Y. Inaba, M. Kasano and T. Murata, "A Day and Night Vision MOS Imager With Robust Photonic-Crystal-Based RGB-and-IR," in IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 55, no. 3, pp. 754-759, March 2008, doi: 10.1109/TED.2007.914828.

[5] I. Morawski, Z. Rochala and K. Wojtowicz, "Detection of Moving Heat-Emitting Object Using Single IR Camera," 2018 5th IEEE International Workshop on Metrology for AeroSpace (MetroAeroSpace), Rome, 2018, pp. 230-235, doi: 10.1109/MetroAeroSpace.2018.8453516.

[6] L. Volfson, "Visible, Night Vision and IR Sensor Fusion," 2006 9th International Conference on Information Fusion, Florence, 2006, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICIF.2006.301785.

[7] H. Irmak, G. B. Akar and S. E. Y. uksel, "Image Fusion for Hyperspectral Image Super-Resolution," 2018 9th Workshop on Hyperspectral Image and Signal Processing: Evolution in Remote Sensing (WHISPERS), Amsterdam, Netherlands, 2018, pp. 1-5, doi: 10.1109/WHISPERS.2018.8747231.

[8] G. Licciardi, M. A. Veganzones, M. Simões, J. Bioucas and J. Chanussot,

"Super-resolution of hyperspectral images using local spectral unmixing," 2014 6th Workshop on Hyperspectral Image and Signal Processing: Evolution in Remote Sensing (WHISPERS), Lausanne, 2014, pp. 1-4, doi: 10.1109/WHISPERS.2014.8077569.

[9] S. Wacks and B. Yazıcı, "Passive Synthetic Aperture Hitchhiker Imaging of Ground Moving Targets—Part 1: Image Formation and Velocity Estimation," in IEEE Transactions on Image Processing, vol. 23, no. 6, pp. 2487-2500, June 2014, doi: 10.1109/TIP.2014.2302682.

[10] J. Kim and Y. K. Kwag, "Interference effect analysis from ground based radar in high resolution spaceborne SAR image," 2011 3rd International Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar (APSAR), Seoul, 2011, pp. 1-4.

[11] J. T. Johnson and M. Aksoy, "Studies of radio frequency interference in SMOS observations," *Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS), 2011 IEEE International*, Vancouver, BC, 2011, pp. 4210-4212. doi: 10.1109/IGARSS.2011.6050159.

[12] G. Jorda, D. Gomis and M. Talone, "The SMOS L3 Mapping Algorithm for Sea Surface Salinity," in *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 49, no. 3, pp. 1032-1051, March 2011. doi: 10.1109/TGRS.2010.2068551.

[13] Ulaby, F. T. Microwave Remote Sensing: Active and Passive, Vol. I [Text] / F. T. Ulaby, R. K. Moore, A. K. Fung. − Microwave Remote Sensing: Fundamentals and Radiometry, Addison-Wesley, Advanced Book Program, Reading, Massachusetts, 1981. – 456 p.

[14] Ulaby, F. T. Microwave Remote Sensing: Active and Passive, Vol. II [Text] / F. T. Ulaby, R. K. Moore, A. K. Fung. − Microwave Remote Sensing: Radar Remote Sensing and Surface Scattering and Emission Theory, Addison-Wesley, Advanced Book Program, Reading, Massachusetts, 1982. – 1064 p.

[15] Ulaby, F. T. Microwave Remote Sensing: Active and Passive, Vol. III [Text] / F. T. Ulaby, R. K. Moore, A. K. Fung. − Microwave Remote Sensing: From Theory to Applications, Addison-Wesley, Advanced Book Program, Reading,

Massachusetts, 1986. – 2162 p.

[16] Shylo, S. A W-band passive imaging system implemented with rotating diffraction antenna technology [Text] / S. Shylo, Yu. Sydorenko, D. Wheeler, D. Dundonald // Proc. of SPIE. − 2013. − Vol. 8900.− P. 890008-890010.

[17] V. V. Pavlikov, "Algorithm of optimum restoration of the radiometric image in two-antenna broadband system of aperture synthesis," 2013 International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves, Kharkiv, 2013, pp. 605-607, doi: 10.1109/MSMW.2013.6622156.

[18] P. Prats-Iraola, M. Rodriguez-Cassola, P. Lopez-Dekker, M. Zonno, N. Yague-Martinez and M. Nannini, "Technical aspects in SAR image formation and interferometric processing of companion satellite SAR missions," 2017 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS), Fort Worth, TX, 2017, pp. 145-148, doi: 10.1109/IGARSS.2017.8126915.

[19] P. Prats-Iraola, M. Rodriguez-Cassola, P. Lopez-Dekker, M. Zonno, N. Yague-Martinez and M. Nannini, "Technical aspects in SAR image formation and interferometric processing of companion satellite SAR missions," 2017 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS), Fort Worth, TX, 2017, pp. 145-148, doi: 10.1109/IGARSS.2017.8126915.

[20] M. Peichl, H. Suess, M. Suess and S. Kern, "Microwave imaging of the brightness temperature distribution of extended areas in the near and far field using two-dimensional aperture synthesis with high spatial resolution," in Radio Science, vol. 33, no. 3, pp. 781-801, May-June 1998, doi: 10.1029/97RS02398.

[21] A. Hees, M. Stangl, G. Adamiuk, S. Riegger and C. Heer, "Status and Future Trends of Active Phased Array Antennas for AIRBUS Space-Borne SAR Systems," 2019 IEEE International Symposium on Phased Array System & Technology (PAST), Waltham, MA, USA, 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/PAST43306.2019.9020960.

[22] E. Makhoul, S. V. Baumgartner, M. Jäger and A. Broquetas, "Multichannel SAR-GMTI in Maritime Scenarios With F-SAR and TerraSAR-X Sensors," in

IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, vol. 8, no. 11, pp. 5052-5067, Nov. 2015, doi: 10.1109/JSTARS.2015.2438898.

[23] J. Dall, J. H. Jorgensen, A. Netterstrom, N. Vardi, E. L. Christensen and S. N. Madsen, "The Danish real-time SAR processor: first results," Proceedings of IGARSS '93 - IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Tokyo, Japan, 1993, pp. 1401-1403 vol.3, doi: 10.1109/IGARSS.1993.322725.

[24] M. Gibbons, A. Stewart and M. Notter, "Active antenna sub-system development for space-borne SAR," Twelfth International Conference on Antennas and Propagation, 2003 (ICAP 2003). (Conf. Publ. No. 491), Exeter, UK, 2003, pp. 233-236 vol.1, doi: 10.1049/cp:20030057.

[25] Kainulainen J., Rautiainen K., Tauriainen S., Auer T., Kettunen J., and Hallikainen M. First 2-D Interferometric Radiometer Imaging of the Earth From an Aircraft / Geoscience and Remote Sensing Letters, IEEE. 2007. Vol. 4. No. 2. P. 241–245.

[26] D. Gromek, P. Samczyński, K. Kulpa, P. Krysik and M. Malanowski, "Initial results of passive SAR imaging using a DVB-T based airborne radar receiver," 2014 11th European Radar Conference, Rome, 2014, pp. 137-140, doi: 10.1109/EuRAD.2014.6991226.

[27] T. K. Sjögren et al., "Simultaneous passive SAR imaging and detection of airborne targets," International Conference on Radar Systems (Radar 2017), Belfast, 2017, pp. 1-5, doi: 10.1049/cp.2017.0502.

[28] N. G. Kasapoğlu, "Synthetic aperture radar and passive microwave data analysis fusion," Proceedings of 5th International Conference on Recent Advances in Space Technologies - RAST2011, Istanbal, 2011, pp. 360-364, doi: 10.1109/RAST.2011.5966856.

[29] J. R. Gutierrez Del Arroyo and J. A. Jackson, "WiMAX OFDM for Passive SAR Ground Imaging," in IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 49, no. 2, pp. 945-959, APRIL 2013, doi: 10.1109/TAES.2013.6494391.

[30] R. L. Morrison and E. B. Phelps, "Radio Astronomy Techniques for Multistatic

Radar Imaging and Localization of Space Objects," 2019 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES), Miami, FL, USA, 2019, pp. 1-2.

[31] K. F. Warnick, R. Maaskant, M. V. Ivashina, D. B. Davidson and B. D. Jeffs, "High-Sensitivity Phased Array Receivers for Radio Astronomy," in Proceedings of the IEEE, vol. 104, no. 3, pp. 607-622, March 2016, doi: 10.1109/JPROC.2015.2491886.

[32] M. Ryle, A. Hewish and J. Shakeshaft, "The synthesis of large radio telescopes by the use of radio interferometers," in IRE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 7, no. 5, pp. 120-124, December 1959, doi: 10.1109/TAP.1959.1144745.

[33] M. Ryle, "Some observations of solar radiation on wavelengths of 1.7 and 3.8 metres," in Journal of the Institution of Electrical Engineers - Part III: Radio and Communication Engineering, vol. 95, no. 37, pp. 333-334, September 1948, doi: 10.1049/ji-3-2.1948.0081.

[34] D. M. Vavriv, "High-resolution radars at the Institute of radio astronomy of the NAS of Ukraine," 2004 Second International Workshop Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (IEEE Cat. No.04EX925), Sevastopol, 2004, pp. 26-30, doi: 10.1109/UWBUS.2004.1388040.

[35] D. M. Vavriv, "Ukraine institute of radio astronomy high-resolution radars," in IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, vol. 20, no. 10, pp. 19-24, Oct. 2005, doi: 10.1109/MAES.2005.1581096.

[36] J. Font et al., "SMOS CP34 soil moisture and ocean salinity maps," 2012 12th Specialist Meeting on Microwave Radiometry and Remote Sensing of the Environment (MicroRad), Rome, 2012, pp. 1-4, doi: 10.1109/MicroRad.2012.6185236.

[37] G. Jorda, D. Gomis and M. Talone, "The SMOS L3 Mapping Algorithm for Sea Surface Salinity," in *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 49, no. 3, pp. 1032-1051, March 2011. doi: 10.1109/TGRS.2010.2068551.

[38] J. Martínez, A. Turiel, V. González-Gambau and E. Olmedo, "Spatial Correlations in SMOS Antenna: The Role of Effective Point Spread Functions," in *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 54, no. 8, pp. 4906-4916, Aug. 2016. doi: 10.1109/TGRS.2016.2552647.

[39] I. Corbella, F. Torres, J. Benito and M. Martin-Neira, "MIRAS-SMOS antenna relative phase calibration," 2008 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, San Diego, CA, 2008, pp. 1-4, doi: 10.1109/APS.2008.4619238.

[40] H. M. J. P. Barre, B. Duesmann and Y. H. Kerr, "SMOS: The Mission and the System," in *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 46, no. 3, pp. 587-593, March 2008. doi: 10.1109/TGRS.2008.916264.

[41] Imaging by aerospace radar systems with active aperture synthesis / O. A. Daki, Nguen Van Huu, V. V. Pavlikov, A. D. Sobkolov, O. M. Tymoschuk // Telecommunications and Radio Engineering, Volume 78, 2019, Issue 14, pages 1233-1247. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v78.i14.20. ISSN Print: 0040-2508, ISSN Online: 1943-6009 URL: www.dl.begellhouse.com/journals/0632a9d54950b268,5cfa71f20d3685c2,030303715bf746eb.html

[42] Алгоритмы первичной и вторичной обработки сигналов в системах активного апертурного синтеза / В. В. Павликов, В. К. Волосюк, Нгуен Ван Хиу, А. В. Одокиенко // Авиационно-космическая техника и технология, 2019, № 6(158), С. 54-67. doi: 10.32620/aktt.2019.6.07

[43] Algorithm for unbiased estimation of microwave radiation parameters in a modulation radiometer / V. V. Kosharskyi, M. V. Nechyporuk, V. H. Nguyen, O. V. Odokienko, V. V. Pavlikov, Valerii K. Volosyuk, E. O. Tserne // Telecommunications and Radio Engineering, Volume 79, 2020, Issue 10, pages 865-881. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v79.i10.40. ISSN Print: 0040-2508, ISSN Online: 1943-6009. URL: http://www.dl.begellhouse.com/journals/0632a9d54950b268,7ba5457a041f690d,36a7e0690b07672e.html

[44] Pavlikov V. V. A New Method of Multi-Frequency Active Aperture Synthesis for Imaging of SAR Blind Zone / V. V. Pavlikov, V. K. Volosyuk, S. S. Zhyla, Huu Nguyen Van, Kiem Nguyen Van // The Experience of Designing and Application of CAD Systems in Microelectronics. CADSM'2017 : proc. of the 14th Intern. conf., Feb. 21–25, 2017, Polyna-Svalyava (Zakarpattya), Ukraine. – [Polyna-Svalyava], 2017. – P. 118-120. doi: 10.1109/CADSM.2017.7916099 URL : https://ieeexplore.ieee.org/document/7916099

[45] Pavlikov V.V. UWB Active Aperture Synthesis Radar: The Operating Principle and Development of the Radar Block Diagram / Vladimir Pavlikov, Valery Volosyuk, Semen Zhyla, Huu Nguyen Van, Kiem Nguyen Van // IEEE Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium. MRRS-2017 : proc. of the Intern. conf., Aug., 29-31, 2017, Kyiv, Ukraine. – [Kyiv], 2017. P. 27-30. doi: 10.1109/MRRS.2017.8075018 URL : https://ieeexplore.ieee.org/document/8075018/

[46] Two Frequency Radiometric Complex for Atmosphere Research / Odokienko O.V., Pavlikov V.V, Ruzhentsev N.V., Sobkolov A.D., Van Huu Nguyen, Volosyuk V.K., Zhyla S.S. // Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications, and Computer Science. TCSET'2018 : proc. of the XII Intern. conf., Feb. 20–24, 2018, Lviv-Slavsko, Ukraine. – [Lviv-Slavsko], 2018. – P. 8-11. doi: 10.1109/TCSET.2018.8336149 URL : https://ieeexplore.ieee.org/document/8336149

[47] Active Aperture Synthesis Radar For High Spatial Resolution Imaging / V.V. Pavlikov, V.K. Volosyuk, S.S. Zhyla, Van Huu Nguyen // 9th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS-2018) Odessa, Ukraine, in 4 – 7 of September, 2018. – P. 8-11. doi: 10.1109/TCSET.2018.8336149 URL : https://ieeexplore.ieee.org/document/8336149

[48] UWB Aperture Synthesis Investigation of Spatio-Spectral Sensitivity Domain / V.V. Pavlikov, Huu Nguyen Van, S.S. Zhyla, V.S. Dobryak, A.D. Sobkolov, A.V. Odokienko // International Conference on Information and

Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo-2018) September 10-14, 2018, Odesa, Ukraine – P. 8-11. doi: 10.1109/TCSET.2018.8336149 URL : https://ieeexplore.ieee.org/document/8336149

[49] Spectral Aperture Synthesis Method / V. Pavlikov, Nguen Van Huu, S. Zhyla and S. Sobkolov // International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications Science and Technology (PIC S&T) , 2019, Kyiv, Ukraine, pp. 626-631.

[50] Signal Processing Algorithm for Active Aperture Synthesis Systems / V. Pavlikov, V. Volosyuk, S. Zhyla, Huu Nguyen Van, Kiem Nguyen Van, A. Sobkolov // The Experience of Designing and Application of CAD Systems in Microelectronics. CADSM'2019 : proc. of the 15th Intern. conf., 26 Feb. – 2 Mar., 2019, Polyna-Svalyava (Zakarpattya), Ukraine. – [Polyna-Svalyava], 2019. – P. P/9-P/12.

[51] Quasioptimal Spatiotemporal Signal Processing Algorithm for Radar Imaging / V. V. Pavlikov, M. V. Nechyporuk, Nguyen Van Huu, A. D. Sobkolov // Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications, and Computer Science. TCSET'2020 : proc. of the XIII Intern. conf., Fb. 25–29, 2020, Lviv-Slavsko, Ukraine. – [Lviv-Slavsko], 2020. – P. 165−170.

[52] M. G. M. Hussain, "Principles of space-time array processing for ultrawide-band impulse radar and radio communications," in IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 51, no. 3, pp. 393-403, May 2002, doi: 10.1109/TVT.2002.1002490.

[53] S. Krishnan, V. P. Kumar and W. Wenjiang, "UWB-IR active reflector for high precision ranging and positioning applications," 2010 IEEE International Conference on Communication Systems, Singapore, 2010, pp. 14-18, doi: 10.1109/ICCS.2010.5686168.

[54] M. Anis, R. Tielert and N. Wehn, "3.1-to-7GHz UWB impulse radio transceiver front-end based on statistical correlation technique," 2008 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Seattle, WA, 2008, pp. 664-667, doi:

10.1109/ISCAS.2008.4541505.

[55] John C. Curlander, Robert N. McDonough, Synthetic Aperture Radar: Systems and Signal Processing. Wiley, 1992.

[56] A. V. Ksendzuk, "SAR interferometer optimal processing algorithms for the stochastic surface models," The Fifth International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter, and Submillimeter Waves (IEEE Cat. No.04EX828), 2004, pp. 253-255 Vol.1.

[57] V. V. Pavlikov, "Algorithm of optimum restoration of the radiometric image in two-antenna broadband system of aperture synthesis," 2013 International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves, Kharkiv, 2013, pp. 605-607, doi: 10.1109/MSMW.2013.6622156.

[58] Быков, В. Н. Моделирование процесса навигации высокоскоростных летательных аппаратов по площадным наземным ориентирам сложной формы / В. Н. Быков // Моделювання та інформаційні технології : зб. наук. пр. / Нац. акад. наук України, Ін-т проблем моделювання в енергетиці ім. Г. Є. Пухова. – К., 2005. – Вип. 33. – С. 3−11.

[59] Михайлов, В. Ф. Микроволновая спутниковая аппаратура дистанционного зондирования Земли : учеб. пособие / В. Ф. Михайлов, И. В. Брагин, С. И. Брагин. − СПб. : СПбГУАП, 2003. − 404 с.

[60] Фалькович, С. Е. Разработка и исследование новых методов, алгоритмов и структурных схем картографирования параметров поверхностей и подповерхностных слоев почв активными и пассивными средствами дистанционного зондирования с высокой разрешающей способностью / С. Е. Фалькович, В. К. Волосюк // Авиационно-космическая техника и технология : тр. Харьк. авиац. ин-та им. Н. Е. Жуковского 1993 г. – Х., 1994. – С. 388–393.

[61] SIR-C X-SAR antenna [Електронний ресурс]. URL: https://commons.wikimedia.org/wiki/File:SIR-C_X-SAR_antenna.png (дата звернення: 07.06.2020).

[62] Satellite characteristics RadarSat 1 [Електронний ресурс]. URL: https://eo.belspo.be/fr/satellites-and-sensors/radarsat-1 (дата звернення: 07.06.2020).

[63] The RADARSAT-2 satellite in orbit [Електронний ресурс]. URL: https://directory.eoportal.org/web/eoportal/satellite-missions/r/radarsat-2 (дата звернення: 07.06.2020).

[64] Волосюк В. К. Цифровые методы обработки информационных процессов [текст]: учеб. пособие / Волосюк В. К., В.В. Павликов // Х.: Нац. аэрокосм. ун – т им. Н.Е. Жуковского «Харьк. Авиац. ин-т», 2012 – Ч. 2 –78 с.

[65] Волосюк В. К. Статистическая теория радиотехнических систем дистанционного зондирования и радиолокации : монография / В. К. Волосюк, В. Ф. Кравченко ; под ред. В. Ф. Кравченко. – М. : Физматлит, 2008. – 704 с

[66] Борн, М. Основы оптики / М. Борн, Э. Вольф ; пер. с англ. С. Н. Бреуса [и др.] ; под ред. Г. П. Мотулевич. – М. : Наука, 1973. – 856 с.

[67] Шовенгердт, Р. А. Дистанционное зондирование. Модели и методы обработки изображений [Текст] / Р. А. Шовенгердт, А. В. Кирюшин, А. И. Демьяников ; пер. с англ. – 3-е изд. – М. : Техносфера, 2013. – 589 с.

[68] Радиотеплолокация в метеорологии [Текст] : монография / В. Д. Степаненко [и др.]. – Л. : Гидрометеоиздат, 1987. – 284 с.

[69] Фалькович, С. Е. Основы статистической теории радиотехнических систем [Текст] : учеб. пособие / С. Е. Фалькович, П. Ю. Костенко. – Харьков : ХАИ, 2005. − 390 с.

[70] Фалькович, С. Е. Оценка параметров сигнала [Текст] / С. Е. Фалькович. – М. : Советское радио. – 1970. – 334 с.

[71] Фалькович, С. Е. Статистическая теория измерительных радиосистем [Текст] / С. Е. Фалькович, Э. Н. Хомяков. – М.: Радио и связь, 1981.– 287 с.

[72] V. K. Volosyuk, "Space-time spectral transformations of wideband and super-wideband signals and their coherence functions," 2010 5th International Confernce on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals, Sevastopol, 2010,

pp. 77-79, doi: 10.1109/UWBUSIS.2010.5609101.

[73] V. K. Volosyuk and V. V. Pavlikov, "Optimization of signal processing of own radio-thermal radiation of extended source in wideband and super-wideband aperture synthesis systems," 2010 5th International Confernce on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals, Sevastopol, 2010, pp. 74-76, doi: 10.1109/UWBUSIS.2010.5609096.

[74] V. F. Kravchenko, B. G. Kutuza, V. K. Volosyuk, V. V. Pavlikov and K. N. Van, "Multiantenna radiometric complex for high resolution imaging: Synthesis of algorithm for optimal UWB signal processing and development of functional flow block diagram," 2017 Progress In Electromagnetics Research Symposium - Spring (PIERS), St. Petersburg, 2017, pp. 426-430, doi: 10.1109/PIERS.2017.8261777.

[75] Караваев В. В. Статистическая теория пассивной локации / В. В. Караваев, В. В. Сазонов. М. : Радио и связь, 1987. – 240 с.

[76] Kutuza B. G., Zagorin G. K. 'Two-Dimensional Synthetic Aperture Millimeter-Wave Radiometric Interferometer for Measuring Full-Component Stokes Vector of Emission from Hydrometeors / Radio Sci., 2003, 38(3), 8055.

[77] Развитие теории и методов оптимальной обработки пространственно-временных сигналов в активных, пассивных и комбинированных активно-пассивных РТС радиолокации и дистанционного зондирования с использованием новых весовых и WA-систем функций Кравченко / В. К. Волосюк, Ю. В. Гуляев, В. Ф. Кравченко, Б. Г. Кутуза, В. В. Павликов, В. И. Пустовойт // Тр. Рос. науч.-техн. о-ва радиотехники, электроники и связи им. А. С. Попова. Серия: Цифровая обработка сигналов и ее применение. – М., 2013. – Вып. 15 : Цифровая обработка сигналов и ее применение. DSPA-2013 : докл. XV Междунар. конф., г. Москва, Россия, т. 1. – С. 3–9.

[78] F. K. Y. Lo, "ALMA and Sub-millimeter-wave Astronomy," *2006 Joint 31st International Conference on Infrared Millimeter Waves and 14th International Conference on Teraherz Electronics*, Shanghai, 2006, pp. 3-3.

doi: 10.1109/ICIMW.2006.368213.

[79] M. Ishiguro, "Atacama Large Millimeter/submillimeter Array (ALMA)," *Antennas and Propagation (ISAP), 2012 International Symposium on*, Nagoys, 2012, pp. 1268-1268.

[80] M. Saito, "ALMA antenna," *General Assembly and Scientific Symposium, 2011 XXXth URSI*, Istanbul, 2011, pp. 1-2. doi: 10.1109/URSIGASS.2011.6051256.

[81] NRAO ALMA/NAASC Website [Електронний ресурс]. URL: https://science.nrao.edu/facilities/alma (дата звернення: 07.06.2020).

[82] Антени ALMA на плато Чахнантор в Чілійських Андах [Електронний ресурс]. URL: https://www.eso.org/public/images/alma-hexa-2-3_cc/ (дата звернення: 07.06.2020).

[83] Корелятори, які реалізують розрахунки на ALMA[Електронний ресурс]. URL: https://www.eso.org/public/russia/images/aos-corr-dim-pano2/?lang (дата звернення: 07.06.2020).

[84] Зображення протопланетного диску ALMA навколо HL Tauri [Електронний ресурс]. URL: https://www.eso.org/public/images/eso1436a/ (дата звернення: 07.06.2020).

[85] Древняя звездная пыль проливает свет на первые звезды - самый далекий объект, когда-либо наблюдаемый ALMA [Електронний ресурс]. URL: https://www.eso.org/public/images/eso1708a/ (дата звернення: 07.06.2020).

[86] Нове зображення ALMA виявляє міграцію планети на протопланетному диску [Електронний ресурс]. URL: https://www.eso.org/public/news/eso1708/ (дата звернення: 07.06.2020).

[87] Снимок Бетельгейзе с телескопа ALMA, июнь 2017 [Електронний ресурс]. https://www.eso.org/public/images/potw1726a/ (дата звернення: 07.06.2020).

[88] National Centre for Radio Astrophysics, the home of radio astronomy in India. [Електронний ресурс]. http://www.ncra.tifr.res.in/ncra/gmrt/ (дата звернення: 07.06.2020).

[89] S. K. Sirothia, "Imaging and calibration algorithm for GMRT," *General Assembly and Scientific Symposium, 2011 XXXth URSI*, Istanbul, 2011, pp. 1-

1.doi: 10.1109/URSIGASS.2011.6051221.

[90] Y. Gupta, "Observatory report for the GMRT," *General Assembly and Scientific Symposium, 2011 XXXth URSI*, Istanbul, 2011, pp. 1-1. doi: 10.1109/URSIGASS.2011.6051236.

[91] S. K. Sirothia, "Deep large area sky surveys at metre wavelengths using GMRT — Some challenges," *General Assembly and Scientific Symposium, 2011 XXXth URSI*, Istanbul, 2011, pp. 1-1.doi: 10.1109/URSIGASS.2011.6051198.

[92] Kapahi, V. K.; Ananthakrishnan, S. (1995). "Astronomy with the giant metrewave radio telescope (GMRT)." Bulletin of the Astronomical Society of India 23: 267. Retrieved 27 June 2015.

[93] S. Ananthakrishnan, "The Giant Metrewave Radio Telescope (GMRT): Salient Features andRecent Results", 29th International Cosmic Ray Conference Pune (2005) 10, pp. 125–136

[94] Giant Metrewave Radio Telescope NCRA – TIFR [Електронний ресурс]. http://www.gmrt.ncra.tifr.res.in/ (дата звернення: 07.06.2020).

[95] Відкриття великого кільця HI навколо спокійної галактики AGC 203001 [Електронний ресурс]. URL: http://www.ncra.tifr.res.in/ncra/ncra/gmrt/RecentGMRTResults (дата звернення: 07.06.2020).

[96] Allen Telescope Array Overview [Електронний ресурс]. URL: https://www.seti.org/ata (дата звернення: 07.06.2020).

[97] Atacama Large Millimiter/submillimeter Array | ALMA [Електронний ресурс]. URL: https://www.almaobservatory.org/en/home/ (дата звернення: 07.06.2020).

[98] D. C. -. Bock and G. J. Carrad, "The Australia Telescope National Facility - Recent upgrades and future plans," 2013 US National Committee of URSI National Radio Science Meeting (USNC-URSI NRSM), Boulder, CO, 2013, pp. 1-1, doi: 10.1109/USNC-URSI-NRSM.2013.6525023.

[99] ASKAP Home - Australia Telescope National Facility [Електронний ресурс]. https://www.atnf.csiro.au/projects/askap/index.html (дата звернення:

07.06.2020).

[100] The Canadian Hydrogen Intensity Mapping Experiment is a revolutionary new Canadian radio telescope designed to answer major questions in astrophysics and cosmology. [Електронний ресурс]. https://chime-experiment.ca/en (дата звернення: 07.06.2020).

[101] The Combined Array For Research In Millimeter-Wave Astronomy (Carma) [Електронний ресурс]. https://www.astro.caltech.edu/research/carma/ (дата звернення: 07.06.2020).

[102] The European VLBI Network [Електронний ресурс]. https://www.evlbi.org/ (дата звернення: 07.06.2020).

[103] Korean VLBI Network (KVN) [Електронний ресурс]. https://radio.kasi.re.kr/kvn/main_kvn.php (дата звернення: 07.06.2020).

[104] LOFAR (Low Frequency Array) [Електронний ресурс]. https://www.astron.nl/telescopes/lofar/ (дата звернення: 07.06.2020).

[105] MeerKAT radio telescope [Електронний ресурс]. https://www.sarao.ac.za/gallery/meerkat/ (дата звернення: 07.06.2020).

[106] Large Latin American Millimeter Array (LLAMA) [Електронний ресурс]. https://www.ru.nl/astrophysics/radboud-radio-lab/projects/large-latin-american-millimeter-array-llama/ (дата звернення: 07.06.2020).

[107] MWA - Telescope - Murchison Widefield Array [Електронний ресурс]. https://www.mwatelescope.org/telescope (дата звернення: 07.06.2020).

[108] Multi Element Remotely Linked Interferometer Network VLBI (MERLIN) National Radio Astronomy Facility [Електронний ресурс]. http://www.e-merlin.ac.uk/ (дата звернення: 07.06.2020).

[109] The Molonglo Observatory Synthesis Telescope (MOST) [Електронний ресурс]. https://astronomy.swin.edu.au/research/utmost/?page_id=32 (дата звернення: 07.06.2020).

[110] Medicina Radio Astronomical Station - Northern Cross Radio Telescope [Електронний ресурс]. https://www.med.ira.inaf.it/crocedelnord.html (дата звернення: 07.06.2020).

[111] F. Mattiocco, O. Garnier, D. Maier, A. Navarrini and P. Serres, "Electronically Tuned Local Oscillators for the NOEMA Interferometer," in IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology, vol. 6, no. 2, pp. 212-222, March 2016, doi: 10.1109/TTHZ.2016.2525813.

[112] The Primeval Structure Telescope (PaST) [Електронний ресурс]. http://web.phys.cmu.edu/~past/ (дата звернення: 07.06.2020).

[113] The Square Kilometre Array (SKA) project [Електронний ресурс]. https://www.skatelescope.org/the-ska-project/ (дата звернення: 07.06.2020).

[114] The Square Kilometre Array [Електронний ресурс]. http://acura.craq-astro.ca/fr/projects/ska (дата звернення: 07.06.2020).

[115] The Submillimeter Array (SMA) [Електронний ресурс]. https://www.cfa.harvard.edu/sma/ (дата звернення: 07.06.2020).

[116] Very Large Array [Електронний ресурс]. https://public.nrao.edu/telescopes/vla/ (дата звернення: 07.06.2020).

[117] Very Long Baseline Array [Електронний ресурс]. https://public.nrao.edu/telescopes/vlba/ (дата звернення: 07.06.2020).

[118] The Westerbork Synthesis Radio Telescope (WSRT) [Електронний ресурс]. https://public.nrao.edu/gallery/westerbork/ (дата звернення: 07.06.2020).

[119] Long Wavelength Array (LWA) [Електронний ресурс]. https://www.nrl.navy.mil/rsd/7210/7213/LWA (дата звернення: 07.06.2020).

[120] The Hydrogen Epoch of Reionization Array (HERA) [Електронний ресурс]. https://reionization.org/ (дата звернення: 07.06.2020).

[121] Волосюк В. К. Новые методы оптимальной и квазиоптимальной пространственно-временной обработки сигналов радиотеплового излучения в сверхширокополосных устройствах и системах / В. К. Волосюк, В. Ф. Кравченко, В. В. Павликов, Я. С. Шифрин // Анализ и синтез сложных систем в природе и технике : Международная научно-техн. конф. : сб. науч. труд., 16−18 декабря 2013 г., г. Воронеж / Воронежская государственная лесотехническая академия. – Воронеж, 2013. – С. 22−28.

[122] Шифрин Я. С. Вопросы статистической теории антенн. – М.: Сов. радио. – 1970. – 384 с. (перевод на англ. язык: Shifrin Y. S. Statistical Antenna Theory. – Golem Press, USA. – 1971. –370 p.)

[123] V. V. Pavlikov, K. N. Van and O. M. Tymoshchuk, "Spectral method for the spatio-spectral sensitivity domain filling in aperture synthesis system," 2016 8th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS), Odessa, 2016, pp. 124-127, doi: 10.1109/UWBUSIS.2016.7724167.

[124] Павликов, В. В. Оптимизация обработки сверхширополосных сигналов в пассивных радиометрических устройствах и системах, включая системы апертурного синтеза [Текст] : автореф. дис. д-ра техн. наук : 05.12.17 / В. В. Павликов ; Нац. аэрокосм. ун-т им. Н. Е. Жуковского «Харьк. авиац. ин-т». – Харьков, 2013. – 40 с.

[125] Павликов В.В. Оптимизация обработки сверхширокополосных сигналов в пассивных радиометрических устройствах и системах, включая системы апертурного синтеза / дис. на соиск. уч. степ. доктора техн. наук. – Харьков, 2013 – 423 с.

[126] Павликов В. В. Алгоритм формирования радиометрических изображений в сверхширокополосных системах апертурного синтеза / В. В. Павликов // Труды 7-ой Международной конференции «Акустооптические и радиолокационные методы измерений и обработки информации». 15 – 17 сентября 2014 г., Суздаль, Россия. 2014. С. 138-142.

[127] Современные методы оптимальной обработки пространственно-временных сигналов в активных, пассивных и комбинированных активно-пассивных радиотехнических системах [Текст] / В. К. Волосюк, Ю. В. Гуляев, В. Ф. Кравченко, Б. Г. Кутуза, В. В. Павликов, В. И. Пустовойт // Радиотехника и электроника, 2014. – Т. 59, № 2. – С. 109–131.

[128] Шифрин Я. С. Антенны. Изд.: Харьков, ВИРТА им. Говорова Л.А., 1976 г. 408 с.

[129] V. K. Volosyuk, V. F. Kravchenko, Statistical Theory of Radio-Engineering Systems of Remote Sensing and Radar. Fizmatlit, Moscow, 2008 [in Russian].

[130] Фалькович С. Е., Пономарев В. И. Шкварко Ю. В. Оптимальный прием пространственно-временных сигналов в радиоканалах с рассеянием / Под ред. С. Е. Фальковича. – М.: Радио и связь, 1989. 296 с.

[131] V. Pavlikov, V. Volosyuk, S. Zhyla, H. N. Van and K. N. Van, "UWB active aperture synthesis radar the operating principle and development of the radar block diagram," 2017 IEEE Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium (MRRS), Kiev, 2017, pp. 27-30, doi: 10.1109/MRRS.2017.8075018.

[132] Volosyuk V. Hardware and methodological support of scientific and applied radiometry of the atmosphere / V.K. Volosyuk, S.S. Zhyla, A.D. Sobkolov, V.V. Pavlikov, N.V. Ruzhentsev, D.S. Salnikov, A.A. Merzlikin, A.I. Tsopa // Telecommunications and Radio Engineering. – 2019 (in press).

[133] Pavlikov V. V. New method for the spatio-spectral sensitivity domain filling and radiometric imaging with high resolution in aperture synthesis systems / V.V.Pavlikov, Kiem Nguyen Van, O.M. Tymoshchuk // Eurasian Journal of Mathematical and Computer Applications. – 2016. – vol. 4, issue 4, pp. 44−53.

[134] Iverson, Kenneth E., A Programming Language, Wiley, 1962.

[135] A.R. Thompson, J.M. Moran, and G.W. Swenson Jr., Interferometry and Synthesis in Radio Astronomy, Third Edition, Springer International Publishing, 2017.

[136] O. Rubel, A. Rubel, V. Lukin and K. Egiazarian, "Blind DCT-based prediction of image denoising efficiency using neural networks," 2018 7th European Workshop on Visual Information Processing (EUVIP), Tampere, 2018, pp. 1-6.

[137] O. Rubel, V. Lukin and K. Egiazarian, "On prediction of DCT-based denoising efficiency under spatially correlated noise conditions," 2016 13th International Conference on Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET), Lviv, 2016, pp. 750-754.

[138] Lukin V., Vozel B., Abramov S., Ponomarenko N., Uss M., Chehdi K., Blind

methods for noise evaluation in multi-component images, Book chapter in "Multivariate image processing", ISTE Ltd, France, Nonember 2009 .

[139] I. Djurovic, L. J. Stankovic and V. V. Lukin, "Combination of non-linear filters in time and frequency domain," Proceedings of the Eighth International Symposium on Signal Processing and Its Applications, 2005., Sydney, Australia, 2005, pp. 727-730, doi: 10.1109/ISSPA.2005.1581041.

[140] V. V. Lukin, N. N. Ponomarenko, A. A. Zelensky, J. T. Astola and K. O. Egiazarian, "Automatic Design of Locally Adaptive Filters for Pre-processing of Images Subject to Further Interpretation," 2006 IEEE Southwest Symposium on Image Analysis and Interpretation, Denver, CO, 2006, pp. 41-45, doi: 10.1109/SSIAI.2006.1633718.

Додаток А
Розрахунок матриці кореляційних функцій

Аналіз (1.4) дозволяє встановити, що корисний сигнал має доволі складу форму, а випадковий характер зондуючого сигналу і характеристик відбивальної поверхні призводить до того, що його можна вважати стохастичним гауссівським процесом з нульовим середнім $\left\langle s_{ri}\left(t,x_i',y_i'\right)\right\rangle = 0$, де $\left\langle\cdot\right\rangle$ – оператор статистичного усереднення. Дійсно, математична модель сигналу

$$\left\langle s_{ri}\left(t,x_i',y_i'\right)\right\rangle =$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} I\left(x_{di}',y_{di}'\right)\int_{-\infty}^{\infty}\Pi\left(f,\Delta F\right)\dot{C}\left(j2\pi f\right)\dot{G}\left(f,x_C-Vt,x_C,y_C\right)\times$$

$$\times\underbrace{\left\langle\dot{N}\left(j2\pi f\right)\dot{F}_C\left(f,x_C,y_C\right)\right\rangle}_{0}\times$$

$$\times exp\left(j2\pi f\left[\begin{array}{c} t-\frac{1}{c}\sqrt{h^2+\left(x_C-V_x t\right)^2+y_C^2}- \\ -\frac{1}{c}\sqrt{h^2+\left(x_C-V_x t-x_i'-x_{Di}'\right)^2+\left(y_C-y_i'-y_{Di}'\right)^2}\end{array}\right]\right)\times \qquad \text{(A.1)}$$

$$\times df\, dx_{di}'\, dy_{di}'\, dx_C\, dy_C = 0.$$

Внутрішній шум (1.5) за своєю природою також є широкосмуговим гауссівським процесом з нульовим середнім $\left\langle n_i\left(t\right)\right\rangle = 0$.

Тоді [1, 20, 21] вся інформація про спостереження міститься у матриці кореляційних функцій. Цю матрицю знайдено у аналітичному вигляді. Запишемо спочатку загальний вираз для матриці кореляційних функцій (враховані (1.4) та (1.8)):

$$\underline{R}_u(t_1,t_2,R_F)=\left\langle \vec{u}(t_1)\vec{u}^T(t_2)\right\rangle=$$

$$=\frac{1}{2}Re\left(\begin{array}{c}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\int\limits_{-\infty}^{\infty} I(x'_{di},y'_{di})I(x'_{dj},y'_{dj})\times \\ \times\int\limits_{-\infty}^{\infty}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\Pi(f_1,\Delta F)\Pi(f_2,\Delta F)\dot{C}(j2\pi f_1)\dot{C}^*(j2\pi f_2)\times \\ \times\dot{G}(f_1,x_{C1}-Vt_1,y_{C1})\dot{G}^*(f_2,x_{C2}-Vt_2,y_{C2})\times \\ \times\left\langle \dot{N}(j2\pi f_1)\dot{N}^*(j2\pi f_2)\dot{F}_C(f_1,x_{C1},y_{C1})\dot{F}_C^*(f_2,x_{C2},y_{C2})\right\rangle\times \\ \times exp\left(j2\pi f_1\left[\begin{array}{c}t_1-\frac{1}{c}\sqrt{h^2+(x_{C1}-V_x t_1)^2+y_{C1}^2}- \\ -\frac{1}{c}\sqrt{h^2+(x_{C1}-V_x t_1-x'_i-x'_{Di})^2+(y_{C1}-y'_i-y'_{Di})^2}\end{array}\right]\right)\times \\ \times exp\left(-j2\pi f_2\left[\begin{array}{c}t_2-\frac{1}{c}\sqrt{h^2+(x_{C2}-V_x t_2)^2+y_{C2}^2}- \\ -\frac{1}{c}\sqrt{h^2+(x_{C2}-V_x t_2-x'_j-x'_{Dj})^2+(y_{C2}-y'_j-y'_{Dj})^2}\end{array}\right]\right)\times \\ \times df_1\,df_2\,dx'_{di}\,dx'_{dj}dy'_{di}dy'_{dj}\,dx_{C1}dx_{C2}\,dy_{C1}dy_{C2}\end{array}\right)^N_{i,j=1}+$$

$$+\frac{1}{2}\underline{I}\int\limits_{-\infty}^{\infty}N_n(f)\Pi^2(f,\Delta F)exp\left(j2\pi f(t_1-t_2)\right)df. \qquad \text{(A.2)}$$

Аналіз фізики відбиття дозволяє вважати, що

$$\left\langle \dot{F}_C(f_1,x_{C1},y_{C1})\dot{F}_C^*(f_2,x_{C2},y_{C2})\right\rangle=$$
$$=R(f_1,f_2,x_{C1},y_{C1})\delta(x_{C1}-x_{C2})\delta(y_{C1}-y_{C2}),$$

а з постановки задачі

$$\left\langle \dot{N}(j2\pi f_1)\dot{N}^*(j2\pi f_2)\right\rangle=N(f_1)\delta(f_1-f_2).$$

Врахуємо це у (1.9), приведемо коефіцієнти та проведемо розрахуки

$$\underline{R}_u(t_1,t_2,R_F)=\left\langle \vec{u}(t_1)\vec{u}^T(t_2)\right\rangle =$$

$$=\frac{1}{2}Re\left(\begin{array}{c}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} I(x'_{di},y'_{di})I(x'_{dj},y'_{dj})\times \\ \times\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\Pi(f_1,\Delta F)\Pi(f_2,\Delta F)\dot{C}(j2\pi f_1)\dot{C}^*(j2\pi f_2)\times \\ \times\dot{G}(f_1,x_{C1}-Vt_1,y_{C1})\dot{G}^*(f_2,x_{C2}-Vt_2,y_{C2})\times \\ \times\underbrace{\left\langle \dot{N}(j2\pi f_1)\dot{N}^*(j2\pi f_2)\right\rangle}_{N(f_1)\delta(f_1-f_2)}\times \\ \times\underbrace{\left\langle \dot{F}_C(f_1,x_{C1},y_{C1})\dot{F}_C^*(f_2,x_{C2},y_{C2})\right\rangle}_{R(f_1,f_2,x_{C1},y_{C1})\delta(x_{C1}-x_{C2})\delta(y_{C1}-y_{C2})}\times \\ \times exp\left(j2\pi f_1\left[\begin{array}{c}t_1-\frac{1}{c}\sqrt{h^2+(x_{C1}-V_x t_1)^2+y_{C1}^2}- \\ -\frac{1}{c}\sqrt{h^2+(x_{C1}-V_x t_1-x'_i-x'_{Di})^2+(y_{C1}-y'_i-y'_{Di})^2}\end{array}\right]\right)\times \\ \times exp\left(-j2\pi f_2\left[\begin{array}{c}t_2-\frac{1}{c}\sqrt{h^2+(x_{C2}-V_x t_2)^2+y_{C2}^2}- \\ -\frac{1}{c}\sqrt{h^2+(x_{C2}-V_x t_2-x'_j-x'_{Dj})^2+(y_{C2}-y'_j-y'_{Dj})^2}\end{array}\right]\right) \\ \times df_1\,df_2\,dx'_{di}\,dx'_{dj}dy'_{di}dy'_{dj}\,dx_{C1}dx_{C2}\,dy_{C1}dy_{C2}\end{array}\right)^N_{i,j=1} +$$

$$+\frac{1}{2}\underline{I}\int_{-\infty}^{\infty}N_n(f)\Pi^2(f,\Delta F)exp\left(j2\pi f(t_1-t_2)\right)df,$$

(A.3)

Або

$$\underline{R}_u(t_1,t_2,R_F)=\left\langle \vec{u}(t_1)\vec{u}^T(t_2)\right\rangle=$$

$$=\frac{1}{2}Re\left(\begin{array}{c}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\int\limits_{-\infty}^{\infty} I(x'_{di},y'_{di})I(x'_{dj},y'_{dj})\times \\ \times\int\limits_{-\infty}^{\infty}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\Pi(f_1,\Delta F)\Pi(f_2,\Delta F)\dot{C}(j2\pi f_1)\dot{C}^*(j2\pi f_2)\times \\ \times\dot{G}(f_1,x_{C1}-Vt_1,y_{C1})\dot{G}^*(f_2,x_{C2}-Vt_2,y_{C2})\times \\ \times N(f_1)\delta(f_1-f_2)\times \\ \times R(f_1,f_2,x_{C1},y_{C1})\delta(x_{C1}-x_{C2})\delta(y_{C1}-y_{C2})\times \\ \times exp\left(j2\pi f_1\left[\begin{array}{c}t_1-\frac{1}{c}\sqrt{h^2+(x_{C1}-V_x t_1)^2+y_{C1}^2}- \\ -\frac{1}{c}\sqrt{h^2+(x_{C1}-V_x t_1-x'_i-x'_{Di})^2+(y_{C1}-y'_i-y'_{Di})^2}\end{array}\right]\right)\times \\ \times exp\left(-j2\pi f_2\left[\begin{array}{c}t_2-\frac{1}{c}\sqrt{h^2+(x_{C2}-V_x t_2)^2+y_{C2}^2}- \\ -\frac{1}{c}\sqrt{h^2+(x_{C2}-V_x t_2-x'_j-x'_{Dj})^2+(y_{C2}-y'_j-y'_{Dj})^2}\end{array}\right]\right) \\ \times df_1\,df_2\,dx'_{di}\,dx'_{dj}dy'_{di}dy'_{dj}\,dx_{C1}dx_{C2}\,dy_{C1}dy_{C2}\end{array}\right)^N_{i,j=1}+$$

$$+\frac{1}{2}\underline{I}\int\limits_{-\infty}^{\infty}N_n(f)\Pi^2(f,\Delta F)exp\left(j2\pi f(t_1-t_2)\right)df.$$

(A.4)

Врахуємо фільтруючі властивості дельта-функції. Тоді остаточно отримаємо аналітичний вираз для матриці кореляційних функцій спостереження

у такому вигляді:

$$\underline{R}_u\left(t_1,t_2,R_F\right)=\left\langle \vec{u}\left(t_1\right)\vec{u}^T\left(t_2\right)\right\rangle =$$

$$=\frac{1}{2}Re\left(\begin{array}{c}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} I\left(x'_{di},y'_{di}\right)I\left(x'_{dj},y'_{dj}\right)\times \\ \times\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\Pi^2\left(f,\Delta F\right)\left|\dot{C}\left(j2\pi f\right)\right|^2\dot{G}\left(f,x_C-Vt_1,y_C\right)\dot{G}^*\left(f,x_C-Vt_2,y_C\right)\times \\ \times N\left(f\right)R\left(f,x_C,y_C\right)\times \\ \times exp\left(j2\pi f\left(t_1-t_2\right)\right)\times \\ \times exp\left(j2\pi\frac{f}{c}\left[\begin{array}{c}\sqrt{h^2+\left(x_C-V_x t_2\right)^2+y_C^2}-\sqrt{h^2+\left(x_C-V_x t_1\right)^2+y_C^2}+ \\ +\sqrt{h^2+\left(x_C-V_x t_2-x'_j-x'_{Dj}\right)^2+\left(y_C-y'_j-y'_{Dj}\right)^2}- \\ -\sqrt{h^2+\left(x_C-V_x t_1-x'_i-x'_{Di}\right)^2+\left(y_C-y'_i-y'_{Di}\right)^2}\end{array}\right]\right)\times \\ \times df\ dx'_{di}\,dx'_{dj}dy'_{di}dy'_{dj}\,dx_C\,dy_C\end{array}\right)^N_{i,j=1}+$$

$$+\frac{1}{2}\underline{I}\int_{-\infty}^{\infty}N_n\left(f\right)\Pi^2\left(f,\Delta F\right)exp\left(j2\pi f\left(t_1-t_2\right)\right)df.$$

(A.5)

Додаток Б

Рішення рівняння правдоподібності для двоелементної приймальної антени

Відомі модель рівняння спостереження та статистичні характеристики його складових дозволяють сформувати функціонал правдоподібності та записати рівняння правдоподібності у наступному вигляді (см. 3.5):

$$\sum_{i=1}^{2}\sum_{j=1}^{2}\int_0^T\int_0^T \frac{\delta R_{ij}\left(t_1,t_2,R(f,\cdot)\right)}{\delta R(\cdot)} W_{ji}\left(t_1,t_2,R_F(f,\cdot)\right)dt_1dt_2 = \\ = -\sum_{i=1}^{2}\sum_{j=1}^{2}\int_0^T\int_0^T u_i(t_1)\frac{\delta W_{ij}\left(t_1,t_2,R(f,\cdot)\right)}{\delta R(\cdot)}u_j(t_2)dt_1\,dt_2\,, \tag{Б.1}$$

або у векторно-матричній формі

$$\mathrm{Spur}\int_0^T\int_0^T \frac{\delta \underline{R}_u(t_1,t_2,R(f,\cdot))}{\delta R_F(\cdot)} \underline{W}_u\left(t_2,t_1,R_F(f,\cdot)\right)dt_1dt_2 = \\ = -\int_0^T\int_0^T \vec{u}^T(t_1)\frac{\delta \underline{W}_u\left(t_1,t_2,R(f,\cdot)\right)}{\delta R(\cdot)}\vec{u}(t_2)dt_1dt_2\,, \tag{Б.2}$$

де Spur – слід матриці.

« $^{\mathrm{T}}$ » – оператор транспонировании;

$R_{ij}\left(t_1,t_2,R(f,\cdot)\right)$ – елемент матриці кореляційних функцій;

$\delta / \delta R(\cdot)$ – варіаційна похідна по шуканого параметру $R(\cdot)$;

$W_{ji}\left(t_1,t_2,R(f,\cdot)\right)$ – елемент матриці $\underline{W}_u\left(t_1,t_2,R(f,\cdot)\right)$, зворотного матриці кореляційних функцій;

Знайти вид матриці $\underline{W}_u\left(t_1,t_2,R(f,\cdot)\right)$ досить складно, тому що для цього потрібно вирішити інтегрально-матричне рівняння звернення.

В цьому випадку вирішувати рівняння (Б.2) доцільно в спектральної області. Для цього перепишемо його в такому (векторно-матричному) вигляді:

$$-T\,\mathrm{Spur}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{\delta\underline{G}_R\left(f,R(f,x_C,y_C)\right)}{\delta R(f,x_C,y_C)}\left[\underline{G}_R^{-1}\left(f,R(f,x_C,y_C)\right)\right]^T df = \\ =\int_{-\infty}^{\infty}\dot{\vec{U}}_T^{T*}(j2\pi f)\frac{\delta\underline{G}_R^{-1}\left(f,R(f,x_C,y_C)\right)}{\delta R(f,x_C,y_C)}\dot{\vec{U}}_T(j2\pi f)df, \tag{Б.3}$$

де

$$\underline{G}_R\left(f,R(\cdot)\right)=F\left\{\underline{R}_u\left(t_1,t_2,R(\cdot)\right)\right\}= \\ =\frac{1}{2}\Pi^2(f)N(f)\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^2\times\left\|\begin{matrix}B_{R11}(f,t)+ & \dot{B}_{R12}(f,t)\\ +\dfrac{N_n(f)}{N(f)\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^2} & \\ \dot{B}_{R21}(f,t) & B_{R11}(f,t)+\\ & +\dfrac{N_n(f)}{N(f)\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^2}\end{matrix}\right\| \tag{Б.4}$$

– матриця спектральних густин потужності спостережень, отримана перетворенням Фур'є від матриці кореляційних функцій вигляді:

$$\underline{R}_u(t_1,t_2,R)=\left\langle \vec{u}(t_1)\vec{u}^T(t_2)\right\rangle=$$

$$=\frac{1}{2}Re\left(\begin{array}{c}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\Pi^2(f)\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^2\dot{G}(f,x_C-Vt_1,y_C)\dot{G}^*(f,x_C-Vt_2,y_C)\\ \times N(f)R(f,x_C,y_C)\times\dot{F}_i(f,t_1,x_C,y_C)\dot{F}^*_j(f,t_2,x_C,y_C)\times\\ \times exp(j2\pi f(t_1-t_2))df\,dx_C\,dy_C\end{array}\right)^2_{i,j=1}+$$

$$+\frac{1}{2}\underline{I}\int\limits_{-\infty}^{\infty}N_n(f)\Pi^2(f)exp(j2\pi f(t_1-t_2))df.$$

(Б.4)

$\underline{G}_R^{-1}(f,R(\cdot))=F\{\underline{W}_u(\cdot)\}=\dfrac{1}{\underline{G}_R(f,R(\cdot))}$ – перетворення Фур'є матриці $\underline{W}_u(t_1,t_2,R(f,\cdot))$;

$$\begin{array}{c}\dot{B}_{Rij}(f,t)=\int\limits_{-\infty}^{\infty}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\dot{G}(f,x_C-Vt,y_C)\dot{G}^*(f,x_C-Vt,y_C)\times\\ \times R(f,x_C,y_C)\dot{F}_i(f,t,x_C,y_C)\dot{F}^*_j(f,t,x_C,y_C)dx_C\,dy_C,\end{array}\qquad(Б.5)$$

$\vec{\dot{U}}_T(j2\pi f)=F\{\vec{u}(t)\}$ – спектри спостережень. Тут $F\{\cdot\}$ – операційна форма записи перетворення Фур'є;

Знайдемо матрицю $\underline{G}_R^{-1}(f,R(\cdot))$ у такому вигляді:

$$\underline{G}_R^{-1}\left(f,R(\cdot)\right)=\frac{2\left|\dot{C}\left(j2\pi f\right)\right|^2}{\Pi^2\left(f\right)N\left(f\right)\Delta G}\times\left\|\begin{matrix}\dot{B}_{R11}\left(f,t\right)+\\+\dfrac{N_n\left(f\right)}{N\left(f\right)\left|\dot{C}\left(j2\pi f\right)\right|^2}\end{matrix}\quad -\dot{B}_{R12}\left(f,t\right)\right.$$
$$\left.-\dot{B}_{R21}\left(f,t\right)\quad\begin{matrix}\dot{B}_{R11}\left(f,t\right)+\\+\dfrac{N_n\left(f\right)}{N\left(f\right)\left|\dot{C}\left(j2\pi f\right)\right|^2}\end{matrix}\right\|, \quad \text{(Б.6)}$$

де

$$\Delta G=\left[\left|\dot{C}\left(j2\pi f\right)\right|^2 B_{R11}\left(f,t\right)+\frac{N_n\left(f\right)}{N\left(f\right)}\right]^2-\left|\dot{C}\left(j2\pi f\right)\right|^4\left|\dot{B}_{R12}\left(f,t\right)\right|^2$$

Знайдемо похідні $\dfrac{\delta\underline{G}_R\left(f,t,\cdot\right)}{\delta R(\cdot)}$ в лівій частині (Б.3)

$$\frac{\delta\underline{G}_R\left(f,t,\cdot\right)}{\delta R(\cdot)}=$$
$$=\frac{\delta}{\delta R(\cdot)}\left[\begin{matrix}\frac{1}{2}\Pi^2\left(f\right)N\left(f\right)\times\\ \times\left\|\begin{matrix}\left|\dot{C}\left(j2\pi f\right)\right|^2\dot{B}_{R11}\left(f,t\right)+\dfrac{N_n\left(f\right)}{N\left(f\right)} & \left|\dot{C}\left(j2\pi f\right)\right|^2\dot{B}_{R12}\left(f,t\right)\\ \left|\dot{C}\left(j2\pi f\right)\right|^2\dot{B}_{R21}\left(f,t\right) & \left|\dot{C}\left(j2\pi f\right)\right|^2\dot{B}_{R11}\left(f,t\right)+\dfrac{N_n\left(f\right)}{N\left(f\right)}\end{matrix}\right\|\end{matrix}\right]=$$
$$=\frac{1}{2}\Pi^2\left(f\right)\left|\dot{C}\left(j2\pi f\right)\right|^2 N\left(f\right)\left\|\begin{matrix}\dot{Q}_{11}\left(f,t,x_C,y_C\right) & \dot{Q}_{12}\left(f,t,x_C,y_C\right)\\ \dot{Q}_{21}\left(f,t,x_C,y_C\right) & \dot{Q}_{11}\left(f,t,x_C,y_C\right)\end{matrix}\right\|, \quad \text{(Б.7)}$$

де

$$\dot{Q}_{ij}(f,t,x_C,y_C)=\dot{G}(f,x_C-Vt,y_C)\dot{G}^*(f,x_C-Vt,y_C)\times$$
$$\times\dot{F}_i(f,t,x_C,y_C)\dot{F}^*_j(f,t,x_C,y_C),$$

Знайдемо похідні $\dfrac{\delta\underline{G}_u^{-1}(f,t,R(\cdot))}{\delta R(\cdot)}$ в правій частині (Б.3)

$$\frac{\delta\underline{G}_u^{-1}(f,t,R(\cdot))}{\delta R(\cdot)}=-\underline{G}_R^{-1}(f,t,\cdot)\frac{\delta\underline{G}_u(f,\mathrm{t},\cdot)}{\delta R(\cdot)}\underline{G}_R^{-1}(f,t,\cdot)=$$

$$=-\frac{2}{\Pi^2(f)N(f)\Delta Gu}\begin{Vmatrix}\left|\dot{C}(\cdot)\right|^2\dot{B}_{R11}(\cdot)+\dfrac{N_n(f)}{N(f)} & -\left|\dot{C}(\cdot)\right|^2\dot{B}_{R12}(\cdot)\\ -\left|\dot{C}(\cdot)\right|^2\dot{B}_{R21}(\cdot) & \left|\dot{C}(\cdot)\right|^2\dot{B}_{R11}(\cdot)+\dfrac{N_n(f)}{N(f)}\end{Vmatrix}\times$$

$$\times\frac{1}{2}\Pi^2(f)N(f)\left|\dot{C}(\cdot)\right|^2\begin{Vmatrix}\dot{Q}_{11}(\cdot) & \dot{Q}_{12}(\cdot)\\ \dot{Q}_{21}(\cdot) & \dot{Q}_{11}(\cdot)\end{Vmatrix}\times$$

$$\times\frac{2}{\Pi^2(f)N(f)\Delta G}\begin{Vmatrix}\left|\dot{C}(\cdot)\right|^2\dot{B}_{R11}(\cdot)+\dfrac{N_n(f)}{N(f)} & -\left|\dot{C}(\cdot)\right|^2\dot{B}_{R12}(\cdot)\\ -\left|\dot{C}(\cdot)\right|^2\dot{B}_{R21}(\cdot) & \left|\dot{C}(\cdot)\right|^2\dot{B}_{R11}(\cdot)+\dfrac{N_n(f)}{N(f)}\end{Vmatrix}$$

Отримано:

$$\frac{\delta\underline{G}_u^{-1}(f,t,R(\cdot))}{\delta R(\cdot)}==\frac{-2\left|\dot{C}(\cdot)\right|^2}{\Pi^2(f)N(f)\Delta G^2}\times\begin{Vmatrix}\mathrm{DG}_{R11} & \mathrm{DG}_{R12}\\ \mathrm{DG}_{R21} & \mathrm{DG}_{R22}\end{Vmatrix},\qquad(\text{Б.8})$$

де

$$\{\mathrm{DG}_{ii}\}_{i=1}^2=Q_{\mathrm{ii}}(\cdot)\left[\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^2B_{Rii}(f,t)+\frac{N_n(f)}{N(f)}\right]^2+Q_{\mathrm{ii}}(\cdot)\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^4\left|\dot{B}_{R12}(f,t)\right|^2-$$

$$-\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^2\left[\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^2B_{Rii}(f,t)+\frac{N_n(f)}{N(f)}\right]\times\left\{\dot{Q}_{21}(\cdot)\dot{B}_{R12}(f,t)+\dot{Q}_{12}(\cdot)\dot{B}_{R21}(f,t)\right\},$$

$$\left\{\mathrm{DG}_{ij}\right\}_{\substack{i,j=1\\ i\neq j}}^{2}=\dot{Q}_{ij}(\cdot)\left[\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^{2}\dot{B}_{Rii}(f,t)+\frac{N_n(f)}{N(f)}\right]^{2}+\dot{Q}_{ji}(\cdot)\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^{4}\left|\dot{B}_{Rij}(f,t)\right|^{2}-$$

$$-2Q_{11}(\cdot)\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^{2}\dot{B}_{Rij}(f,t)\times\left[\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^{2}B_{Rii}(f,t)+\frac{N_n(f)}{N(f)}\right].$$

Підставляючи (Б.6) і (Б.7) в (Б.3) і провівши обчислення отримаємо в лівій частині:

$$-T_0 Spur\int_{-\infty}^{\infty}\frac{\delta\underline{G}_R(f,t,)}{\delta R(\cdot)}\left[\underline{G}_R{}^{-1}\left(f,t,R(\cdot)\right)\right]^{T}df=$$

$$=-T_0 Spur\int_{-\infty}^{\infty}\frac{1}{2}\Pi^{2}(f)\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^{2}N(f)\left\|\begin{matrix}\dot{Q}_{11}(f,t,x_C,y_C) & \dot{Q}_{12}(f,t,x_C,y_C)\\ \dot{Q}_{21}(f,t,x_C,y_C) & \dot{Q}_{11}(f,t,x_C,y_C)\end{matrix}\right\|\times$$

$$\times\frac{2}{\Pi^{2}(f)N(f)\Delta Gu}\times$$

$$\times\left\|\begin{matrix}\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^{2}\dot{B}_{R11}(f,t)+\dfrac{N_n(f)}{N(f)} & -\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^{2}\dot{B}_{R12}(f,t)\\ -\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^{2}\dot{B}_{R21}(f,t) & \left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^{2}\dot{B}_{R11}(f,t)+\dfrac{N_n(f)}{N(f)}\end{matrix}\right\|^{\mathrm{T}}df=$$

$$=-T_0 Spur\int_{-\infty}^{\infty}\frac{\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^{2}}{\Delta G}\times\left\|\begin{matrix}AA_{11} & AA_{12}\\ AA_{21} & AA_{22}\end{matrix}\right\|df,$$

або

$$-T_0 Spur\int_{-\infty}^{\infty}\frac{\delta\underline{G}_R(f,t,)}{\delta R(\cdot)}\left[\underline{G}_R{}^{-1}\left(f,t,R(\cdot)\right)\right]^{T}df=$$

$$=-T_0\int_{-\infty}^{\infty}\frac{\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^{2}}{\Delta G}\times\left\{AA_{11}+AA_{22}\right\}df,$$

де

$$AA_{11} = \dot{Q}_{11}(\cdot)\frac{N_n(f)}{N(f)} + \left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^2 \dot{B}_{R11}(f,t)\dot{Q}_{11}(\cdot) - \\ -\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^2 \dot{B}_{R12}(f,t)\dot{Q}_{12}(\cdot),$$

$$AA_{12} = \dot{Q}_{12}(\cdot)\frac{N_n(f)}{N(f)} + \left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^2 \dot{B}_{R11}(f,t)\dot{Q}_{12}(\cdot) - \\ -\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^2 \dot{B}_{R21}(f,t)\dot{Q}_{11}(\cdot),$$

$$AA_{21} = \dot{Q}_{21}(\cdot)\frac{N_n(f)}{N(f)} + \left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^2 \dot{B}_{R11}(f,t)\dot{Q}_{21}(\cdot) - \\ -\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^2 \dot{B}_{R12}(f,t)\dot{Q}_{11}(\cdot),$$

$$AA_{22} = \dot{Q}_{11}(\cdot)\frac{N_n(f)}{N(f)} + \left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^2 \dot{B}_{R11}(f,t)\dot{Q}_{11}(\cdot) - \\ -\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^2 \dot{B}_{R21}(f,t)\dot{Q}_{21}(\cdot).$$

Отримано, що:

$$-T_0 Spur \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\delta \underline{G}_R(f,t,)}{\delta R(\cdot)} \left[\underline{G}_R{}^{-1}(f,t,R(\cdot))\right]^T df = \\ = T_0 \sum_{i,j=1}^{2} (-1)^{i+j} \left[\begin{array}{l} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\left|\dot{C}(\cdot)\right|^4 \dot{B}_{Rij}(\cdot)\dot{Q}_{ji}(\cdot)}{\Delta G_u} df + \\ +\delta_{ij} \int_{-\infty}^{\infty} \left|\dot{C}(\cdot)\right|^2 \dot{Q}_{\text{ii}}(\cdot)\frac{N_n(\cdot)}{N(\cdot)} df \end{array} \right] \qquad \text{(Б.9)}$$

де

δ_{ij} – символ Кронекера.

Підставляючи (Б.8) в (Б.3) і проводячи обчислення отримаємо в правій частині:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \vec{\dot{U}}_T^{T*}(j2\pi f)\frac{\delta \underline{G}_R^{-1}\left(f, R_F(f, x_C, y_C)\right)}{\delta R_F(f, x_C, y_C)}\vec{\dot{U}}_T(j2\pi f)df =$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{-2\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^2}{\Pi^2(f)N(f)\Delta G^2} \times \left\{ \begin{array}{l} \left\|\dot{U}_{T,1}^*(j2\pi f) \quad \dot{U}_{T,2}^*(j2\pi f)\right\| \times \\ \times \left\| \begin{array}{ll} \mathrm{DG}_{R11} & \mathrm{DG}_{R12} \\ \mathrm{DG}_{R21} & \mathrm{DG}_{R22} \end{array} \right\| \left\| \begin{array}{l} \dot{U}_{T,1}(j2\pi f) \\ \dot{U}_{T,2}(j2\pi f) \end{array} \right\| \end{array} \right\} df =$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{-2\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^2}{\Pi^2(f)N(f)\Delta G^2} \left\{ \begin{array}{l} \mathrm{DG}_{R11}\dot{U}_{T,1}^*(j2\pi f)\dot{U}_{T,1}(j2\pi f) + \\ +\mathrm{DG}_{R12}\dot{U}_{T,1}^*(j2\pi f)\dot{U}_{T,2}(j2\pi f) + \\ +\mathrm{DG}_{R21}\dot{U}_{T,1}(j2\pi f)\dot{U}_{T,2}^*(j2\pi f) + \\ \mathrm{DG}_{R22}\dot{U}_{T,2}(j2\pi f)\dot{U}_{T,2}^*(j2\pi f) \end{array} \right\} df$$

або

$$\begin{aligned} &\int_{-\infty}^{\infty} \vec{\dot{U}}_T^{T*}(j2\pi f)\frac{\delta \underline{G}_R^{-1}\left(f, R_F(f, x_C, y_C)\right)}{\delta R_F(f, x_C, y_C)}\vec{\dot{U}}_T(j2\pi f)df = \\ &= 2\sum_{i,j=1}^{2} \int_{-\infty}^{\infty} \left|\dot{Z}_{ij}(\cdot)\right|^2 \dot{U}_{T,i}^*(\cdot)\dot{U}_{T,j}(\cdot)df. \end{aligned} \qquad \text{(Б.10)}$$

Із (Б.9) і (Б.10) отримаємо рішення в такому вигляді:

$$\sum_{i,j=1}^{2}(-1)^{i+j}\left[\begin{array}{l} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\left|\dot{C}(\cdot)\right|^4 \dot{B}_{Rij}(\cdot)\dot{Q}_{ji}(\cdot)}{\Delta G_u} df + \\ +\delta_{ij}\int_{-\infty}^{\infty} \left|\dot{C}(\cdot)\right|^2 \dot{Q}_{\mathrm{ii}}(\cdot)\frac{N_n(\cdot)}{N(\cdot)} df \end{array} \right] = \frac{2}{T_0}\sum_{i,j=1}^{2} \int_{-\infty}^{\infty} \left|\dot{Z}_{ij}(\cdot)\right|^2 \dot{U}_{T,i}^*(\cdot)\dot{U}_{T,j}(\cdot)df, \quad \text{(Б.11)}$$

де

$$\dot{Z}_{ij}(\cdot)=\frac{\left(\begin{array}{c}\left|\dot{C}(\cdot)\right|^2 Q_{ii}(\cdot)\Delta G_u-\left|\dot{C}(\cdot)\right|^4\left\{\left|\dot{C}(\cdot)\right|^2 B_{Rii}(\cdot)+\dfrac{N_n(\cdot)}{N(\cdot)}\right\}\times \\ \times\left\{\begin{array}{l}2\delta_{ij}\,Re\,\dot{Q}_{21}(\cdot)\dot{B}_{R12}(\cdot)+\\ +2\left(1-\delta_{ij}\right)Q_{ii}(\cdot)\dot{B}_{R12}(\cdot)\end{array}\right.\end{array}\right)}{\Pi^2(f)N(f)\Delta G_u^2}$$

– передаточна функція систем, яка містить фільтри декореляції.

Технічна реалізація алгоритму оброблення при переході у часову область має вигляд

$$\hat{R}\left(x_C,y_C\right)=2T_0^{-1}\sum_{i,j=1}^{2}\int_{-\infty}^{\infty}u_i(t)u_j\left(t-\Delta t_{ij}\right)dt \qquad \text{(Б.12)}$$

де $u_i(t)$ – перетворення Фур'є функції $\sqrt{\dot{Z}_{ij}(\cdot)}\dot{U}^*_{T,i}(\cdot)$,

$u_j(t)$ – перетворення Фур'є функції $\sqrt{\dot{Z}_{ij}(\cdot)}\dot{U}_{T,j}(\cdot)$,

$\hat{R}\left(x_C,y_C\right)$ – оцінка питомої ЕПР.

Додаток В

Акт використання та апробації дисертаційних досліджень

ЗАТВЕРДЖУЮ

Ректор
Національного аерокосмічного університету
ім. М.Є.Жуковського
«Харківський авіаційний інститут»
_____ професор Нечипорук М.В.
"__" _____ 2020 року

АКТ

впровадження результатів наукових досліджень дисертаційної роботи
НГУЕН ВАН ХИУ,
представленої на здобуття вченого ступеня доктора філософії за спеціальністю
172 – Телекомунікації та радіотехніка

Комісія у складі: голови комісії – завідувач кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем к.т.н., ЖИЛА С.С., членів комісії – к.т.н., с.н.с. доцент кафедри АБРАМОВА О.Д., к.т.н. доцент кафедри ГОРБУНЕНКО О.А., встановила, що наукове положення дисертаційної роботи, розроблене особисто НГУЕН ВАН ХИУ. Результати роботи реалізовані при розробці нового методу активного апертурного синтезу для формування радіозображення поверхонь системами дистанційного зондування у межах позабюджетних наукових робіт кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем, які проведені у 2016-2020 р, а саме:

– науково-дослідна робота №ДР 0116U005516 «Нові принципи обробки сигналів власного радіотеплового випромінювання об'єктів різної фізичної природи і технології їх реалізації», яка виконувалася на кафедрі у 2016-2018рр.;
– науково-дослідна робота №ДР 0119U100968 «Розвиток теорії надширокосмугових систем активного апертурного синтезу для високоточного дистанційного зондування з високошвидкісних аерокосмічних платформ», яка виконується на кафедрі з 2019р.

Впровадження результатів дисертаційних досліджень НГУЕН ВАН ХИУ дозволяють обґрунтувати напрямки розвитку перспективних систем з обробкою надширокосмугових сигналів в радіотехнічних системах активного апертурного синтезу для формування радіозображень з високою просторовою роздільною здатністю.

Акт не є підставою для фінансових розрахунків.

Завідувач кафедри аерокосмічних
радіоелектронних систем (№501)
к.т.н.,. ЖИЛА С.С.

Доцент кафедри №501
к.т.н., с.н.с. АБРАМОВ О.Д.

Доцент кафедри №501
к.т.н. ГОРБУНЕНКО О.А.