

Харківський національний університет імені В. Н. Каразіна
Міністерство освіти і науки України

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

ХРИЧОВ ВЛАДИСЛАВ СЕРГІЙОВИЧ

УДК 519.876.5, 621.396.969.3

ДИСЕРТАЦІЯ

**РАДІОЛОКАЦІЙНА ПОМІТНІСТЬ ОБ'ЄКТІВ СКЛАДНОЇ ФОРМИ ІЗ
ПОКРИТТЯМ ТА БЕЗ НЬОГО**

Спеціальність 105 – «Прикладна фізика та наноматеріали»

(Галузь знань 10 – Природничі науки)

Подається на здобуття ступеня доктора філософії

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

_____ В. С. Хричов

Науковий керівник Легенький Максим Миколайович, кандидат фізико-математичних наук, доцент.

Харків - 2023

АНОТАЦІЯ

Хричов В.С. Радіолокаційна помітність об'єктів складної форми із покриттям та без нього. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора філософії за спеціальністю 105 – Прикладна фізика та наноматеріали (10 – Природничі науки). – Харківський національний університет імені В. Н. Каразіна Міністерства освіти і науки України, Харків, 2023.

Дисертаційну роботу присвячено розробці нових методів моделювання електромагнітного розсіяння на об'єктах складної форми, визначенню радіолокаційної помітності таких об'єктів, які можуть бути оснащені різними радіопоглинаючими покриттями, мати певні геометричні модифікації, розташовуватись на різних підстильних поверхнях. Алгоритми, що розроблені під час дисертаційної роботи дозволяють ефективно отримувати інформацію щодо радіолокаційної помітності об'єкта та швидко перераховувати розсіяне поле без проведення повного моделювання електромагнітного розсіяння. Для розв'язання задач були використані сучасні методи радіофізики, обчислювальної електродинаміки і математичної фізики, моделювання.

В першому розділі дисертації проведено огляд літератури, показано що створення малопомітної військової техніки є актуальним впродовж багатьох років. Сучасні системи виявлення військової техніки беруть до уваги багато різноманітних проявів процесу розсіяння електромагнітних хвиль на складних об'єктах. Для того, щоб розрахувати дифракцію електромагнітних хвиль на об'єктах необхідно розв'язати відповідну дифракційну задачу. Для розв'язання таких задач існує декілька класів методів: строгі, наближені та числові. Однак отримати точні рішення можливо тільки для тіл простої геометричної форми, таких як сфера, сфероїд, тор, тощо. Для багатьох реальних завдань можливо лише використовувати наближені методи моделювання розсіяння електромагнітних хвиль. Проведено огляд основних методів, що використовуються для розрахунку дифракції електромагнітних

хвиль на різноманітних об'єктах, в тому числі на об'єктах складної форми. Розглянуто методики розрахунку ЕПР об'єктів в комерційних програмах, таких як CST Microwave Studio , FEKO та Ansys Savant.

В роботі розглядається активний метод радіолокації. На величину відбитого від об'єкта поля впливає більшою мірою зовнішня конфігурація об'єкта та матеріал, з якого він виготовлений, також значний вплив створює покриття, яке застосовують для зниження помітності об'єкту. Основною величиною, яку вимірюють під час радіолокаційних досліджень є ефективна поверхня розсіяння об'єкта. Саме зниження ефективної поверхні об'єкта і є основною задачею радіолокаційного маскуванню. Наразі найчастіше для розрахунку дифракції електромагнітних хвиль на об'єкті складної форми використовується метод падаючих та відбитих променів (Shooting and Bouncing Rays — SBR), що базується на алгоритмах трасування променів та на методі геометричної та фізичної оптики.

В другому розділі дисертації було розроблено алгоритм створення та обробки моделі великогабаритного об'єкту складної форми для оцінки його радіолокаційної помітності. Такі об'єкти можуть бути розташовані на підстильній поверхні, до об'єкту можна застосовувати різні види покриттів, зокрема килимового типу. Модель створюється для подальшої оцінки радіолокаційної помітності об'єкта. Розглянуто можливість використовувати kd-дерева, щоб прискорити алгоритм SBR. Це дозволило оптимізувати пошук перетинів променів і фацетів об'єкта як для первинного так і «вторинного» випромінювання, при цьому видимі грані зберігаються для всіх необхідних кутів. Таким чином, можна ефективно розрахувати розсіювання хвиль на об'єкті, коли деякі його електродинамічні параметри змінюються, але геометрія залишається незмінною. Порівняння двох найпоширеніших методів побудови kd-дерева показує, що ділення за медіанним фацетом працює два рази швидше, ніж ділення по центру бокса. Також у роботі розглядається можливість повторного використання деяких даних у

майбутніх моделюваннях при зміні тих чи інших параметрів моделі або падаючої хвилі.

У третьому розділі використано розроблений метод моделювання дифракції електромагнітного поля на складному об'єкті, покритому напівпрозорим наметом, який є моделлю радіопоглинаючого матеріалу. У запропонованому алгоритмі ми припускаємо, що амплітуда променя (у разі його проходження через намет) зменшується на деякий коефіцієнт (T), що визначається властивостями матеріалу з якого виготовлено намет. Також враховується поле, відбите від поверхні намету. Запропонований алгоритм має високу числову ефективність: він дозволяє спочатку забезпечити моделювання дифракції хвиль для «голового» об'єкта без маскування (що займає більшу частину часу розрахунку), а потім швидко перерахувати отримані результати для наметів з різними геометричними формами і різними електромагнітними властивостями. Також помічено, що для деяких напрямків спостерігалось деяке підвищення ЕПР об'єкта, коли його вкривали покриттям. Це пов'язано з тим, що розсіяне поле отримується як векторна сума полів, відбитих від фацетів, і для деяких випадків поля з різних граней раніше підсумовувалися з протилежними фазами, але після накривання моделі покриттям, вони змінювали свої фази і підсумовуються з іншими фазами. Більш того, застосування наметів з великим коефіцієнтом відбиття (R) призводить до збільшення реальної площі розсіювача, а отже і до збільшення ЕПР. Показано, що середнє значення ЕПР для моделі покритої покриттям менше, ніж для моделі без покриття, коли сума R і T менша за 0.9.

У четвертому розділі зазначається, що результати будь-якого моделювання радіолокаційних характеристик складної форми є наближеними щодо їх реальних характеристик. Тому для ідентифікації розсіювальних властивостей різних об'єктів доцільно використовувати методи статичного аналізу. У роботі розсіяне поле від об'єкту розглядається як випадковий сигнал по відношенню до кута спостереження, бо навіть при фіксованій позиції радарів кут падіння на об'єкт сильно залежить від багатьох факторів.

Порівнюються різні способи апроксимації функції розподілу для гістограм результатів вимірювання ЕПР: нормальний розподіл; розподіл хі-квадрат; розподіл Релея; логнормальний розподіл та апроксимація за допомогою сплайнів. Для визначення параметрів розподілу використовується метод найменших квадратів (МНК).

Наукова новизна результатів дослідження полягає у наступному:

- Вперше було розроблено алгоритм створення та обробки моделі великогабаритного об'єкту складної форми для оцінки його радіолокаційної помітності. Об'єкт може бути розташований на підстильній поверхні, до об'єкту можна застосовувати різні види покриттів в тому числі й килимового типу. Модель створюється для подальшої оцінки радіолокаційної помітності об'єкта на основі конструкторської моделі об'єкту або його креслень.

- Вперше створено та оптимізовано алгоритм обробки цієї моделі перед безпосередньо розрахунком повного відбитого поля.

- Вперше описані основні етапи моделювання та зазначено, які дані можна зберігати для подальшого використання у майбутніх моделюваннях, коли змінюються ті чи інші параметри моделі або падаючої хвилі.

- Вперше проведено порівняння різних підходів до створення моделей об'єкта, проведена оцінка їх ефективності. У якості тестових об'єктів використовувались як відносно прості об'єкти, так і модель реально існуючої техніки.

- Вперше показано, що використання КД-дерев із поділом за медіанним фацетом значно пришвидшує алгоритм пошуку видимих фацетів як для первинного випромінювання, так і для вторинного (перевідбиття).

- Вперше запропоновано та доведено ефективність збереження певної інформації на різних етапах моделювання для підвищення ефективності перерахунку розсіяного поля об'єктом складної форми.

- Вперше розроблено методику зберігання інформації щодо геометричних та електродинамічних параметрів об'єкту, що аналізується.

- Вперше показано, що для довільної підстильної поверхні з заданим коефіцієнтом відбиття можна отримати розсіяне поле у вигляді ступеневого ряду за коефіцієнтом відбиття, де коефіцієнти біля різних доданків (амплітуди напруженості електричних полів перевідбитих полів) можна виразити через набір амплітуд напруженості електричних полів для декількох підстильних поверхонь.

- Вперше було запропоновано методи оптимізації моделі об'єкту складної форми для зменшення його радіолокаційної помітності.

Ключові слова: електромагнетизм, електромагнітне розсіяння, радіолокація, ефективна поверхня розсіяння, діаграма розсіяння, трасування променів, моделювання електромагнітного розсіяння, kd-tree, геометрична теорія дифракції, радіопоглинаючі покриття, підстильна поверхня, виявлення об'єктів.

ABSTRACT

Khrychov V.S. Radar visibility of complex shape objects with and without coating. Qualification scholarly paper: a manuscript. Thesis submitted for obtaining the Doctor of Philosophy degree in Natural Sciences, Speciality 105 – Applied Physics and Nanomaterials. V. N. Karazin Kharkiv National University, Ministry of Education and Science of Ukraine, Kharkiv, 2023.

The dissertation work is devoted to the development of new methods of modeling electromagnetic scattering on complex shape objects, determining the radar visibility of such objects, which can be equipped with various radio-absorbing coatings, have certain geometric modifications, and be located on different subsurface surfaces. Algorithms developed during the dissertation work make it possible to effectively obtain information on the object's radar visibility and quickly calculate the scattered field without carrying out a full modeling of electromagnetic scattering. Modern methods of radiophysics, computational electrodynamics and mathematical physics, modeling were used to solve the problems.

In the first chapter of the dissertation, the conducted review of the literature shows that the creation of inconspicuous military equipment has been relevant for many years. Modern military equipment detection systems take into account many different manifestations of the process of scattering electromagnetic waves on complex objects. In order to calculate the diffraction of electromagnetic waves on objects, it is necessary to solve the corresponding diffraction problem. There are several classes of methods for solving such problems: strict, approximate, and numerical. However, it is possible to obtain accurate solutions only for bodies of a simple geometric shape, such as a sphere, spheroid, torus, etc. For many real tasks, it is only possible to use approximate methods of modeling the scattering of electromagnetic waves. An overview of the main methods used to calculate the diffraction of electromagnetic waves on various objects, including complex shape objects, was considered. Methods of RCS calculation of objects via commercial

programs such as CST Microwave Studio, FEKO and Ansys Savant are considered.

The work deals with the active method of radar location. The magnitude of the field reflected from the object is influenced to a greater extent by the external configuration of the object and the material from which it is made, also a significant effect is created by the coating used to reduce the visibility of the object. The main quantity measured during radar research is the effective scattering surface of the object. Reducing the effective surface of the object is the main task of radar masking. Currently, the method of shooting and bouncing rays (SBR) is most often used to calculate the diffraction of electromagnetic waves on an object of complex shape, which is based on ray tracing algorithms and the method of geometric and physical optics.

In the second chapter of the dissertation an algorithm for creating and processing a model of a large object of a complex shape to assess its radar visibility was developed. Such objects can be located on the underlying surface, various types of coverings can be applied to the object, in particular carpet type. The model is created for further evaluation of the object's radar visibility. The possibility of using kd-trees to speed up the SBR algorithm is considered. This made it possible to optimize the search for intersections of rays and facets of the object for both primary and "secondary" radiation, while visible faces are preserved for all necessary angles. Thus, it is possible to efficiently calculate the scattering of waves on an object when some of its electrodynamic parameters change, but the geometry remains unchanged. A comparison of the two most common kd-tree construction methods shows that splitting by the median facet works twice as fast as splitting by the center of the box. The possibility of reusing some data in future simulations when certain parameters of the model or incident wave are changed was considered.

In the third chapter the developed method of modeling the electromagnetic field diffraction on a complex object covered with a translucent tent, which is a model of a radio-absorbing material was used. In the proposed algorithm, we

assume that the amplitude of the beam (if it passes through the tent) is reduced by a certain factor (T), which is determined by the properties of the material from which the tent is made. The field reflected from the surface of the tent is also taken into account. The proposed algorithm has high numerical efficiency: it allows first to provide simulation of wave diffraction for a "naked" object without masking (which takes most of the calculation time), and then to quickly recalculate the obtained results for tents with different geometric shapes and different electromagnetic properties. For some directions a certain increase in RCS of the object was observed when it was covered with a coating. The scattered field is obtained as a vector sum of the fields reflected from the facets, and for some cases the fields from different faces previously summed with opposite phases, but after covering the model with a coating, they changed their phases and summed with other phases. Moreover, the use of tents with a large reflection coefficient (R) leads to an increase in the real area of the diffuser, and therefore to an increase in RCS. It is shown that the average EPR value for the coated model is smaller than for the uncoated model when the sum of R and T is less than 0.9.

In the fourth chapter it is noted that the results of any modeling of radar characteristics of a complex shape are approximate with respect to their real characteristics. Therefore, it is advisable to use static analysis methods to identify the scattering properties of various objects. In the work, the scattered field from the object is considered as a random signal in relation to the observation angle, because even with a fixed position of the radars, the angle of incidence on the object strongly depends on many factors. Different methods of approximating the distribution function for histograms of RCS measurement results are compared: normal distribution; chi-square distribution; Rayleigh distribution; lognormal breeding and approximation using splines. The method of least squares is used to determine the distribution parameters.

The scientific novelty of the research results is as follows:

- For the first time, an algorithm for creating and processing a model of a large object of complex shape was developed to assess its radar visibility. The object can

be located on a sub-floor surface, various types of coverings, including carpet type, can be applied to the object. The model is created for further assessment of the object's radar visibility based on the design model of the object or its drawings.

- For the first time, the algorithm for processing this model was created and optimized before directly calculating the full reflected field.
- For the first time, the main stages of modeling are described and what data can be saved for further use in future simulations when certain parameters of the model or the incident wave change.
- For the first time, a comparison of different approaches to creating object models was made, and their effectiveness was evaluated. As test objects, both relatively simple objects and a model of actually existing equipment were used.
- - For the first time it is shown that the use of kd-trees with division by the median facet significantly speeds up the algorithm for finding visible facets both for primary radiation and for secondary (re-reflection).
- For the first time, the effectiveness of saving certain information at different stages of modeling was proposed and proven to increase the efficiency of calculating the scattered field by an object of complex shape.
- For the first time, a method of storing information on the geometric and electrodynamic parameters of the object under analysis was developed.
- For the first time it is shown that for an arbitrary underlying surface with a given reflection coefficient, a scattered field can be obtained in the form of a power series of the reflection coefficient, where the coefficients near different terms (amplitudes of electric field strengths of overreflected fields) can be expressed through a set of electric field strength amplitudes for several underlying surfaces.
- For the first time, methods for optimizing the model of a complex-shaped object to reduce its radar visibility were proposed.

Key words: electromagnetism, electromagnetic scattering, radar, RCS, scattering diagram, ray tracing, electromagnetic scattering modeling, kd-tree, geometric theory of diffraction, radio absorbing coatings, subsurface, object detection.

СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА:

Наукові праці в наукових фахових виданнях України:

1. **Хричов В.С.**, Легенький М.М. Фацетна модель об'єкту складної форми для розрахунку електромагнітного розсіяння // Вісник Харківського національного університету імені В. Н. Каразіна. Серія «Радіофізика та електроніка». 2019. № 28. С. 44-52.

URL: <https://periodicals.karazin.ua/radiophysics/article/view/12594>

(Особистий внесок здобувача: створення комп'ютерної програми для моделювання, проведення розрахунків, обговорення та аналіз результатів, підготовка матеріалів та ілюстрацій, оформлення статті)

2. **Khrychov V.S.**, Legenkiy M.N. Щодо моделювання розсіяння хвиль на об'єкті складної форми // Вісник Харківського національного університету імені В. Н. Каразіна. Серія «Радіофізика та електроніка». 2018. № 29. С. 50-56.

URL: <https://periodicals.karazin.ua/radiophysics/article/view/15038>

(Особистий внесок здобувача: створення комп'ютерної програми для моделювання, проведення розрахунків, обговорення та аналіз результатів, підготовка матеріалів та ілюстрацій, оформлення статті)

3. 1. Legenkiy M.N., **Khrychov V.S.** Імпульсна антена на основі неоднорідної кінчної лінії // Вісник Харківського національного університету імені В. Н. Каразіна. Серія «Радіофізика та електроніка». 2019. № 31. С. 59-65.

URL: <https://periodicals.karazin.ua/radiophysics/article/view/15047>

(Особистий внесок здобувача: обговорення та аналіз результатів, підготовка матеріалів та ілюстрацій, оформлення статті)

4. **Хричов В.С.**, Легенький М.М. Методика розрахунку ефективної поверхні розсіяння об'єкта складної форми розташованого на підстильній поверхні з довільним коефіцієнтом відбиття // Вісник Харківського національного університету імені В. Н. Каразіна. Серія «Радіофізика та електроніка». 2021. № 34. С. 48-55.

URL: <https://periodicals.karazin.ua/radiophysics/article/view/18170>

(Особистий внесок здобувача: створення комп'ютерної програми для моделювання, проведення моделювання для різних типів підстильної поверхні, обговорення та аналіз результатів, підготовка матеріалів та ілюстрацій, оформлення статті)

5. **Хричов В.С.**, Легенький М.М., Щодо зменшення помітності складного об'єкту на тлі підстильної поверхні, Вісник Харківського

національного університету імені В.Н. Каразіна, Серія “Радіофізика та електроніка”, випуск 35, 2021.

URL: <https://periodicals.karazin.ua/radiophysics/article/view/18692>

(Особистий внесок здобувача: створення комп'ютерної програми для моделювання, проведення моделювання із використанням різних методів зменшення помітності, обговорення та аналіз результатів, підготовка матеріалів та ілюстрацій, оформлення статті)

Наукові праці в періодичних наукових виданнях держави, яка входить до Організації економічного співробітництва та розвитку, проіндексованих в міжнародних наукометричних базах Scopus та Web of Science:

6. Cui, J., Legenkiy, M., **Khrychov, V.**, Shulga, S., Sun, Z., Zheng, Y. Diffraction properties of azimuthally symmetric gratings in a hollow circular dielectric waveguide (2020) // Results in Physics, Vol. 18, № 103204.

URL: <https://www.scopus.com/record/display.uri?eid=2-s2.0-85087725567&origin=resultslist&sort=plf-f>

(Особистий внесок здобувача: Обговорення та аналіз результатів, підготовка матеріалів та ілюстрацій, оформлення статті)

7. Legenkiy M., Khrychov V. "Numerical modeling of electromagnetic scattering from complex shape object with coating" Frequenz, paper № 20210062, 2021.

URL: <https://www.scopus.com/record/display.uri?eid=2-s2.0-85115636101&origin=resultslist&sort=plf-f>

(Особистий внесок здобувача: запропонував алгоритм моделювання різних видів покриттів при розрахунку розсіяного поля об'єктом складної форми, проведення розрахунків, обговорення та аналіз результатів, підготовка матеріалів та ілюстрацій, оформлення статті)

Наукові праці, які засвідчують апробацію матеріалів дисертації:

8. **Khrychov V.**, Legenkiy M. Facet Model Processing for Complex Shape Object Scattering Calculation // Proceedings of the IEEE International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory, MMET, 2018, PP. 192–195

URL: <https://www.scopus.com/record/display.uri?eid=2-s2.0-85054056482&origin=resultslist&sort=plf-f>

(Особистий внесок здобувача: створення комп'ютерної програми для моделювання, проведення моделювання електромагнітного розсіяння на об'єктах складної форми, підготовка матеріалів та ілюстрацій, обговорення та аналіз результатів, оформлення статті, підготовка та доповідь на конференції)

9. **Khrychov V.**, Legenkiy M. Electromagnetic Scattering for Complex Shape Objects with and without Cloaking // Proceedings of the IEEE international Conference on Ultrawideband and Ultrashort Smpulse Signals (uwbusis- 2018), Odessa – 2019.

URL: <https://www.scopus.com/record/display.uri?eid=2-s2.0-85057487211&origin=resultslist&sort=plf-f>

(Особистий внесок здобувача: проведення моделювання електромагнітного розсіяння на об'єктах складної форми, які оснащені різними видами покриттів, підготовка матеріалів та ілюстрацій, оформлення статті, обговорення та аналіз результатів, підготовка та доповідь на конференції)

10. **Khrychov V.**, Legenkiy M. Cloak Modeling for Complex Shape Radar Target // Proceedings of IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON), Lviv – 2019.

URL: <https://www.scopus.com/record/display.uri?eid=2-s2.0-85074920669&origin=resultslist&sort=plf-f>

(Особистий внесок здобувача: створення комп'ютерної програми для моделювання, проведення моделювання електромагнітного розсіяння на об'єктах складної форми, підготовка матеріалів та ілюстрацій, оформлення статті, обговорення та аналіз результатів, підготовка та доповідь на конференції)

11. **Khrychov V.**, Legenkiy M. Different components of the electromagnetic scattering of complex shape objects // Proceedings of the IEEE microwaves, radar and remote sensing symposium (MRRS-2020), 2020.

URL: <https://www.scopus.com/record/display.uri?eid=2-s2.0-85097722750&origin=resultslist&sort=plf-f>

(Особистий внесок здобувача: створення алгоритму для моделювання електромагнітного розсіяння з урахуванням різних компонент, підготовка матеріалів та ілюстрацій, оформлення статті, обговорення та аналіз результатів, підготовка та доповідь на конференції)

12. **Khrychov V.**, Legenkiy M. Using KD-tree for Algorithm of Electromagnetic Scattering Calculation on Complex Shape Objects // Proceedings of the IEEE 3rd Ukrainian Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON), Lviv – 2021

URL: <https://www.scopus.com/record/display.uri?eid=2-s2.0-85118921537&origin=resultslist&sort=plf-f>

(Особистий внесок здобувача: запропонував використовувати алгоритми трасування променів та KD-tree структури даних для моделювання електромагнітного розсіяння на об'єктах складної форми, підготовка матеріалів та ілюстрацій, обговорення та аналіз результатів, оформлення статті, підготовка та доповідь на конференції)

13. **Khrychov V.**, Legenkiy M., "Modeling and Data Processing of the Electromagnetic Wave Scattering by Complex Shape Objects," 2022 *IEEE 2nd Ukrainian Microwave Week (UkrMW)*, Ukraine, 2022, pp. 550-553, doi: 10.1109/UkrMW58013.2022.10037135.

URL: <https://www.scopus.com/record/display.uri?eid=2-s2.0-85149182918&origin=resultslist&sort=plf-f>

(Особистий внесок здобувача: Підготовка матеріалів та ілюстрацій, обговорення та аналіз результатів, оформлення статті, підготовка та доповідь на конференції)

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ.....	17
ВСТУП	18
РОЗДІЛ 1 СУЧАСНИЙ СТАН ПРОБЛЕМИ МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО РОЗСІЯННЯ НА ОБ’ЄКТАХ СКЛАДНОЇ ФОРМИ	28
1.1. Огляд літератури.....	28
1.2. Програмний пакет CST Microwave Studio	35
1.3. Програмний пакет FEKO	37
1.4. Програмний пакет Ansys Savant.....	38
Висновки до розділу 1	39
РОЗДІЛ 2 МОДЕЛЮВАННЯ РОЗСІЯННЯ ХВИЛЬ НА ОБ’ЄКТИ СКЛАДНОЇ ФОРМИ	42
2.1. Моделювання об’єкту складної форми.	42
2.2. Основні етапи методу Shooting and Bouncing Rays.....	46
2.3. Компоненти розсіяного поля.....	48
2.3.1. Поле розсіяне гладкою частиною об’єкта	49
2.3.2. Поле розсіяне ребрами об’єкта	55
2.3.3. Перевідбиття між різними частинами об’єкта	63
2.3.4. Врахування підстильної поверхні	65
2.3.5. Моделювання покриття	72
2.4. ЕПР простих об’єктів	75
2.4.1. ЕПР трикутної пластини.....	75
2.4.2. ЕПР сфери	77
2.4.3. ЕПР циліндра	78
2.5. ЕПР об’єкту складної форми.....	82
2.6. ТЕХНІКИ ПОБУДОВИ ТА ФІЛЬТРУВАННЯ СТРУКТУР ДАНИХ	84
Висновки до розділу 2	101
РОЗДІЛ 3 ОПТИМІЗАЦІЯ МОДЕЛІ ОБ’ЄКТУ СКЛАДНОЇ ФОРМИ	103
3.1. Використання РПМ для зменшення помітності об’єкта	112

3.2. Комбінація геометричної модифікації об'єкту та часткового нанесення РПМ килимового типу для зменшення помітності об'єкта	114
Висновки до розділу 3	126
РОЗДІЛ 4 ОЦІНКА ВІРОГІДНОСТІ ПЕЛЕНГУВАННЯ НА ОСНОВІ СТАТИСТИЧНОЇ ОБРОБКИ ДАНИХ	128
4.1. Еталонна вірогідність	133
4.2. Нормальний розподіл	133
4.3. Розподіл хі-квадрат.....	138
4.4. Розподіл Релея.....	140
4.5. Логнормальний розподіл	142
4.6. Апроксимація за допомогою сплайнів	144
Висновки до розділу 4	150
ВИСНОВКИ.....	151
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	153

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

ГТД - геометрична теорія дифракції.

ДЗР – діаграма зворотного розсіювання.

ЕПР – ефективна поверхня розсіяння.

МГО - метод геометричної оптики.

МКХ – метод крайових хвиль.

МНК – метод найменших квадратів.

МФО – метод фізичної оптики.

РЛС – радіолокаційні станції.

РПМ - радіопоглинаючі матеріали.

FDTD - Finite Difference Time Domain, метод скінченних різниць в часовій області.

SBR - Shooting and Bouncing Rays, метод падаючих та відбитих променів.

ВСТУП

Обґрунтування вибору теми дослідження

Від початку широкого використання радіолокаційних станцій (РЛС), при розробці нової техніки перед науковцями та інженерами постала задача розрахунку характеристик радіолокаційних сигналів, які відбиваються від різних об'єктів, які можуть бути розташованими на підстильний поверхні та бути обладнаними тими чи іншими маскувальними засобами. Основний інтерес при вивченні відбитого поля представляють ефективна поверхня розсіяння об'єкта (ЕПР) та діаграма зворотного розсіювання (ДЗР). Для більшості типових радіолокаційних об'єктів довжина хвилі зондуючих сигналів є малими у порівнянні з їх розмірами. Проведення експериментальних досліджень вимагає великих затрат часу та коштів, також експерименти надають неповну (фрагментарну) інформацію про розсіювальні властивості об'єкта. Тому створення нових ефективних методик для оцінки результатів експериментальних вимірювань є актуальною задачею. Такі методики повинні дозволяти ґрунтуючись на порівняно невеликій кількості експериментальних досліджень робити висновок про радіолокаційну помітність об'єкта, також оцінювати доцільність використання тих чи інших маскувальних засобів.

Найбільш прямий спосіб отримання відомостей про ЕПР і ДЗР полягає у вимірюванні радіолокаційного відбиття від самої цілі або точно виконаної її моделі. При цьому вимірювання може проводитись як на спеціальних радіолокаційних полігонах так і в польових умовах [1]. Одним з переваг вимірювань на радіолокаційному полігоні є зручність використання моделей-макетів, які менше і дешевше реальних цілей. Однак обмеженість розмірів закритих полігонів обумовлює помилки вимірювань, при цьому головною причиною помилок вимірювання є відхилення фронту хвилі, опромінюючої макет цілі, від плоского. Іншим істотним джерелом похибок вимірів є різні

конструкції, які можуть бути розташовані поблизу об'єкта, що досліджується, це джерело помилок називають «фоном».

Окрім зазначених недоліків прямих вимірів характеристик розсіювання радіолокаційних цілей в польових умовах, для їх проведення необхідно належним чином обладнати полігон вимірювання і мати досить складні методики вимірювання ЕПР і ДЗР. Це підвищує роль теоретичних досліджень розсіювальних характеристик об'єктів складної форми, такі дослідження мають надати можливість оцінки радіолокаційних параметрів об'єктів в тих випадках, коли неможливо чи складно провести експериментальні вимірювання.

Роль теоретичних досліджень характеристик розсіювання в роботі проектувальника РЛС полягає в тому, щоб забезпечити можливість оцінки параметрів розсіювання радіолокаційної цілі в тих випадках, коли неможливо чи складно провести потрібні вимірювання.

Таким чином, наразі важливою є розробка більш швидких та менш розрахунково вимогливих методів оцінки ЕПР складних об'єктів. Зокрема, в роботі [2] поєднуються метод скінченних різниць в часовій області (FDTD) та нелінійна авторегресивна нейронна мережа з екзогенним входом (NARX) для досягнення більш швидкого обчислення ЕПР. Метод оцінки ЕПР об'єкту, заснований на оцінці асимптотичної форми хвилі, розглянуто в роботі [3]. В роботі [4] розглядається прямокутна паралелепіпедна цілі із гладкими діелектричними гранями, що лежать над шорсткою фоновією поверхнею, змодельованою як стохастичний процес, а в роботі [5] запропоновано методику ідентифікації домінуючих розсіюючих точок цілі та оцінки зниження ЕПР цілі, оздобленої радіопоглинаючими матеріалами. Існують методи оптимізації радіолокаційного розсіювання цілі в заданому напрямку, що базуються на оптимізації геометричної форми поверхні об'єкту [6]. Але всі ці підходи не надають суттєвого пришвидшення в моделюванні процесу радіолокаційного розсіювання високочастотних хвиль на складних великогабаритних об'єктах.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами, грантами. Робота виконувалася на кафедрі теоритичної радіофізики Харківського національного університету імені В. Н. Каразіна в рамках держбюджетних науково-дослідних тем:

«Методи та алгоритми розрахунку широкосмугових характеристик електромагнітного розсіяння на об'єктах складної форми для визначення їх радіолокаційної помітності» (номер держреєстрації 0117U004965), «Чисельне моделювання та вимірювання розсіяння електромагнітних хвиль радіолокаційного діапазону на військових та цивільних об'єктах складної форми» (номер держреєстрації 0118U002022), «Чисельні алгоритми аналізу, методики та засоби вимірювання електродинамічних характеристик поглинаючих, нелінійних та магнітних метаматеріалів і композитів» (номер держреєстрації 0119U002548), «Радіометрична система формування зображень наземних об'єктів в міліметровому діапазоні хвиль» (номер держреєстрації 0120U102311), «Побудова моделі радіолокаційного розсіяння на складному об'єкті через вимірювання в ближній зоні задля зниження помітності» (номер держреєстрації 0121U109884), «Дослідження закономірностей формування та керування станом електромагнітного поля у кластерних та/або топологічних метаповерхнях» (номер держреєстрації 0122U001656)

Мета і завдання дослідження. Метою роботи є розробка алгоритмів теоретичного розрахунку та зниження вірогідності пеленгування об'єкта складної форми. Алгоритм, що розробляється повинен враховувати поле, що розсіюється об'єктом, який може бути розташовано на певній підстильній поверхні та обладнано радіополігнаним покриттям Для досягнення цієї мети були поставлені та виконані наступні **завдання дослідження:**

1. Проаналізувати сучасний стан проблеми моделювання електромагнітного розсіяння на об'єктах складної форми;
2. Створити комп'ютерну програму для розрахунку поля, що розсіюється об'єктом складної форми, при цьому враховувати:

- а) поле, що розсіюється гладкою частиною об'єкта;
- б) поле, що розсіюється на ребрах об'єкта;
- в) перевідбите поле між різними частинами об'єкта, а також між об'єктом там підстильною поверхнею;
- г) вплив підстильної поверхні;
- д) вплив покриттів різних типів та з різними параметрами.

Об'єкт дослідження – електромагнітне поле, що розсіюється об'єктом складної форми.

Предмет дослідження – визначення радіолокаційних характеристик об'єкта складної форми.

Методи дослідження. В роботі для вирішення поставлених завдань були використані методи сучасної радіофізики, обчислювальної електродинаміки і математичної фізики:

- метод фізичної оптики (МФО) для отримання асимптотичних значень полів, що розсіюється окремими фацетами моделі;
- метод геометричної оптики (МГО) для отримання напрямків та полів при перевідбитті електромагнітних хвиль;
- метод падаючих та відбитих променів (Shooting and Bouncing Rays — SBR), що базується на алгоритмі відстеження променів [8] та на МГО та МФО;
- метод крайових хвиль для розрахунку дифракції на ребрах об'єкту;
- алгоритми трасування променів для оптимізації алгоритму пошуку видимих елементів об'єкту складної форми;
- методи статистики для аналізу радіолокаційної помітності, ґрунтуючись на змодельованих даних щодо ЕПР об'єкту.

Наукова новизна отриманих результатів.

Було розроблено алгоритм створення та обробки моделі великогабаритного об'єкту складної форми для оцінки його радіолокаційної помітності. Об'єкт може бути розташовано на підстильній поверхні, до об'єкту можна застосовувати різні види покриттів в тому числі й килимового

типу. Модель створюється для подальшої оцінки радіолокаційної помітності об'єкта на основі конструкторської моделі об'єкту або його креслень.

Створено та оптимізовано алгоритм обробки цієї моделі перед безпосередньо розрахунком повного відбитого поля. Описані основні етапи моделювання та зазначено, які дані можна зберігати для подальшого використання у майбутніх моделюваннях, коли змінюються ті чи інші параметри моделі або падаючої хвилі. Проведено порівняння різних підходів до створення моделей об'єкта, проведена оцінка їх ефективності. У якості тестових об'єктів використовувались як відносно прості об'єкти так і модель реально існуючої техніки. Показано, що використання КД-дерев із поділом за медіанним фацетом значно пришвидшує алгоритм пошуку видимих фацетів як для первинного випромінювання так і для вторинного (перевідбиття).

Для підвищення ефективності перерахунку розсіяного поля об'єктом складної форми відбувається збереження певної інформації на різних етапах моделювання. Продовження моделювання використовує уже існуючу інформацію з минулих етапів багато разів. Слід зазначити, що при розрахунку розсіяного поля враховуються лише ті фацети, які є видимими для кожного конкретного ракурсу опромінення. Задля проведення таких розрахунків розроблено методику зберігання інформації щодо геометричних та електродинамічних параметрів об'єкту, що аналізується. Також розроблено алгоритм визначення видимих для кожного конкретного ракурсу фацетів та ребер, та отримання шляхів перевідбиття поля між різними частинами досліджуваного об'єкту, а також між об'єктом та підстильною поверхнею. Для оптимізації під час моделювання для усіх ракурсів пеленгування зберігаються:

- 1) набори видимих фацетів та поля окремих видимих фацетів;
- 2) видимі реальні ребра та їх поля;
- 3) пари фацетів, що беруть участь у перевідбитті;
- 4) поле моделі без покриття та без підстильної поверхні;
- 5) поля моделі на тлі ідеального магнетика та провідника.

Поля моделі без підстильної поверхні та на тіл магнетика та провідника потрібні для того, щоб швидко обчислювати відбите поле на тлі довільної підстильної поверхні, згідно підходу, який запропоновано у [17], [21]. Показано, що для довільної підстильної поверхні з заданим коефіцієнтом відбиття можна отримати розсіяне поле у вигляді ступеневого ряду за коефіцієнтом відбиття, де коефіцієнти біля різних доданків (амплітуди напруженості електричних полів перевідбитих полів) можна виразити через набір амплітуд напруженості електричних полів для декількох підстильних поверхонь.

Інколи відбувається перерахунок або доповнення збережених даних, наприклад, зміна матеріалу частини поверхні об'єкта приведе лише до зміни полів цих фацетів (а отже зміниться повне поле об'єкта і усі компоненти, що використовують дані про поля окремих фацетів), але не зміняться набори видимих фацетів, ребер, поля розсіяні на ребрах. Зміна підстильної поверхні взагалі не потребує перерахунку полів, так як для визначення розсіяного поля об'єктом достатньо знати поле об'єкта у вільному просторі, над ідеальним магнетиком та над ідеальним провідником. Створений алгоритм оцінки радіолокаційної помітності складних великогабаритних об'єктів на відміну від відомих методів розрахунку є менш розрахунково вимогливим, а також краще враховує електродинамічні та геометричні особливості об'єкту, що досліджується. Запропонована у дисертації методика розрахунку є схожою на так званий метод падаючих та відбитих променів, пропонується розглядати промені, відбиті від різних елементів моделі досліджуваного об'єкту. Створюваний алгоритм не вимагатиме суттєвих розрахунків та обробки отриманих даних.

Було запропоновано методи оптимізації моделі об'єкту складної форми для зменшення його радіолокаційної помітності. Наведена методика для врахування впливу підстильної поверхні у сумарне розсіяне поле об'єкту, що на ній розташовано. Для більшості реальних наземних об'єктів найбільший внесок у загальне відбите поле робить поле, відбите від гладкої частини

об'єкту та поле, що утворюється внаслідок перевідбиття між частинами об'єкту та між об'єктом та підстильною поверхнею. Останнє пояснюється моделюванням розсіяння на кутковому відбивачу. Для того щоб зменшити першу компоненту запропоновано вкривати великі плоскі ділянки об'єкту РПМ. Для того, щоб зменшити рівень перевідбиття слід модифікувати геометрію об'єкту, зокрема шляхом введення похилих площин. Проведено моделювання для оцінки впливу кожного етапу оптимізації моделі та їх комплексного застосування.

Розглянуто існуючі та запропоновано покращення методики розв'язання задачі дифракції електромагнітної хвилі на об'єкті складної форми, який розташовано на тлі підстильної поверхні. При цьому, зміна електродинамічних параметрів підстильної поверхні не приводить до необхідності розраховувати розсіяне поле усім об'єктом. Поверхня може характеризуватись діелектричною (та магнітною) проникністю, комплексним коефіцієнтом відбиття чи поверхневим імпедансом. Для визначення результуючого поля для об'єкта розташованого над довільним покриттям розв'язують задачу, коли об'єкт розташовано над ідеальним провідником; над ідеальним магнетиком, а також отримано розсіяне поле для випадку, коли об'єкт знаходиться у вільному просторі без якоїсь підстильної поверхні. Отримано розсіяне цим об'єктом поле для довільної підстильної поверхні.

Практичне значення отриманих результатів.

Отримані в дисертації наукові результати є новими та науково значимими. Тематика створення малопомітної військової техніки є актуальною впродовж багатьох років, а отже дослідження щодо моделювання розсіяння електромагнітних хвиль на таких цілях, які наведені у дисертації, належать до основних наукових напрямів сучасної радіофізики. Вони відносяться до задач розсіювання електромагнітних хвиль на об'єктах з складною формою поверхні. Дослідження проведені під час написання дисертації використовувались для написання звітів науково дослідних робіт, а саме:

«Методи та алгоритми розрахунку широкосмугових характеристик електромагнітного розсіяння на об'єктах складної форми для визначення їх радіолокаційної помітності» (номер держреєстрації 0117U004965), 2017-2020.

«Чисельне моделювання та вимірювання розсіяння електромагнітних хвиль радіолокаційного діапазону на військових та цивільних об'єктах складної форми» (номер держреєстрації 0118U002022), 2018-2021.

«Чисельні алгоритми аналізу, методики та засоби вимірювання електродинамічних характеристик поглинаючих, нелінійних та магнітних метаматеріалів і композитів» (номер держреєстрації 0119U002548), 2019-2021.

«Радіометрична система формування зображень наземних об'єктів в міліметровому діапазоні хвиль» (номер держреєстрації 0120U102311), 2020-2022.

«Побудова моделі радіолокаційного розсіяння на складному об'єкті через вимірювання в ближній зоні задля зниження помітності» (номер держреєстрації 0121U109884), 2018-2021.

«Дослідження закономірностей формування та керування станом електромагнітного поля у кластерних та/або топологічних метаповерхнях» (номер держреєстрації 0122U001656), 2022-2024.

Особистий внесок здобувача

В роботах [9], [10], [11], [12], [13], [14], [15], [16], [17] написаних в співавторстві, автор розробляв комп'ютерну програму для моделювання розсіяння електромагнітних хвиль на об'єктах складної форми. Розроблена програма враховує різні компоненти поля (поле гладкої частини об'єкта, його ребер, внесок підстильної поверхні та покриття об'єкту, тощо), в статтях наведено особливості урахування цих компонент, зокрема у [12] автор розглянув алгоритм побудови моделі об'єкту складної форми та запропонував використовувати структуру даних у вигляді kd-дерева для розрахунку перевідбитого поля. У роботі [11] автор оцінив точність

визначення ЕПР розробленого метода для досить простих тіл: сфери, трикутної та прямокутної пластини, тощо. Статті [18] та [19], написані у співавторстві присвячено розрахунку ймовірності виявлення об'єкта складної форми радаром за допомогою статистичної обробка вимірювання (або розрахунку) ЕПР. Автор запропонував для розрахунку ймовірності виявлення об'єкта використовувати методи статистики, а саме апроксимації гістограм розподілу ЕПР (які розглядаються як випадковий сигнал) за допомогою суми дельта-функцій та сплайнів, провів порівняння ефективності та точності використання різних видів апроксимацій. У роботі [9] автор запропонував алгоритм врахування внеску у розсіяне поле багат шарового покриття, яке може бути нанесено на поверхню об'єкта складної форми, у [10] автор пропонує разом із використанням радіопоглинаючих матеріалів використовувати метод геометричної модифікації об'єкта для зменшення його радіолокаційної помітності, обчислює ефективність таких підходів на реальних об'єктах. У [20] автор розглянув ефективність використання методів трасування променів, при розрахунку розсіяного електромагнітного поля об'єктом складної форми, порівняв різні способи побудови kd-дерев та оцінив необхідний час для пошуку видимих фацетів при застосуванні різних алгоритмів. У статті [13] автор запропонував новий метод моделювання дифракції електромагнітного поля на об'єктах складної форми, що вкриті радіопоглинаючим покриттям, який базується на відомому методі SBR, отримав результати моделювання для автомобіля HUMMER-H1 вкритого покриттям, яке прилягає не щільно, показано, що для деяких напрямків, ЕПР об'єкта зростає у порівнянні з «голою» моделлю. В усіх роботах, написаних у співавторстві проведено моделювання електромагнітного розсіяння на об'єктах складної форми, проаналізовані та представлені результати у вигляді ілюстрацій, графіків, таблиць, тощо.

Апробація матеріалів дисертації. Матеріали дисертаційної роботи були представлені та доповідалися на наступних міжнародних конференціях:

- 2nd International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering, YSF 2016 – 2016 (Kharkiv, 10 - 14 October 2016);
- IEEE International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory, MMET, 2018 (Kyiv 2-5 July 2018);
- IEEE 9th international Conference on Ultrawideband and Ultrashort Smpulse Signals UWBUSIS, 2018 (Odessa, 4-7 September 2018);
- IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON), (Lviv, 2 – 6 July 2019);
- IEEE Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium (MRRS-2020), (Kharkiv, June 22-27, 2020);
- IEEE 3rd Ukrainian Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON), (Lviv, 26 – 28 August 2021);
- IEEE 2nd Ukrainian Microwave Week (UkrMW), Ukraine, 2022.

Структура та обсяг дисертації. Дисертаційна робота складається зі вступу, 4 розділів, загальних висновків, списку використаних джерел та додатків. Обсяг загального тексту дисертації складає 164 сторінки, з нихосновного тексту 134 сторінки. Робота ілюстрована 8 таблицями та 73 рисунками. Список використаних джерел містить 80 найменувань.

РОЗДІЛ 1

СУЧАСНИЙ СТАН ПРОБЛЕМИ МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО РОЗСІЯННЯ НА ОБ'ЄКТАХ СКЛАДНОЇ ФОРМИ

1.1. Огляд літератури

Створення малопомітної військової техніки є актуальним впродовж багатьох років. Сучасні системи виявлення військової техніки беруть до уваги багато різноманітних проявів процесу розсіяння електромагнітних хвиль на складних об'єктах.

Для розрахунку дифракції електромагнітних хвиль на різноманітних об'єктах необхідно розв'язати відповідну дифракційну задачу. Для розв'язання подібної задачі існує декілька класів методів: строгі, наближені та числові.

Зрозуміло, що в ідеальному випадку ЕПР можна розрахувати шляхом розв'язання рівнянь Максвелла із застосуванням граничних умов стосовно до об'єкта складної форми, що досліджується - радіолокаційної цілі. Однак отримати точні розв'язання можливо тільки для тіл простої геометричної форми, таких як сфера, сфероїд, тор, тощо [22]. Тому для багатьох реальних завдань залишається лише можливість використання наближених методів моделювання розсіяння електромагнітних хвиль. Існує три найпоширеніші наближені теорії.

Найбільш проста з них, заснована на теорії геометричної оптики, оперує із пучками променів на основі законів відбиття і заломлення [23]. Однак геометрична оптика не дозволяє виявити вплив поляризації і хвильову природу падаючої на ціль хвилі. Відповідно не враховує вплив інтерференції електромагнітних хвиль, яка зумовлює флюктуаційну залежність ЕПР від кута спостереження, що характерно для більшості ДЗР реальних об'єктів складної форми.

Більш складні теорії спираються на точну електромагнітну теорію, наприклад, фізичної оптики [24]. Згідно з цим підходом в кожній точці об'єкта, що опромінюється, локальна густина струму вважається рівною до густини струму в цій точці, який би протікав по нескінченній дотичній площині. Також слід виділити підхід Маггі-Рубінович, в якому об'єкт представляється математичною моделлю з врахуванням його геометричної форми, діелектричних та магнітних властивостей, а електромагнітні хвилі, що взаємодіють з об'єктом, розкладаються на пласкі хвилі, які наближено описують дифракційні та розсіювальні процеси [25].

Третій теоретичний підхід є розвитком геометричної оптики з урахуванням дифракції, такий підхід називають геометричною теорією дифракції [26]. Цей метод поєднує простоту, яка властива геометричній оптиці з урахуванням довжин хвиль і фаз. Згідно геометричної теорії дифракції, в дисертації розсіяне поле від об'єкта представляється векторною сумою полів з відповідними фазовими співвідношеннями, що виникають в центрах розсіювання (блискучих точках). Поле кожного центра описується амплітудою і фазою, які точно розраховуються із задачі дифракції для тіла з аналогічною геометрією. Вводиться також додатковий фазовий множник, який пропорційний від відстані від кожного центру розсіювання (блискучою точки) до РЛС. Зміна цих відносних відстаней при зміні ракурсу спостереження на деякий кут пояснює різкі флуктуації на ДЗР.

До недоліків методу найпростіших компонентів слід віднести складність аналітичних виразів для розрахунку ЕПР простих тіл в широкому діапазоні кутів опромінення, а також допущення, що радіолокаційна ціль є ідеально провідним металевим тілом [27].

У [1] представлено математично обґрунтований метод розрахунку розсіювання електромагнітних хвиль радіолокаційними об'єктами, що базується на застосуванні методу фізичної оптики (МФО) та методу крайових хвиль (МКХ). В [29] поверхня об'єкта представляється за допомогою сукупності ділянок поверхні еліпсоїда, що унеможлиблює достатньо точне

представлення поверхні об'єкту складної форми. Наразі найчастіше для розрахунку дифракції електромагнітних хвиль на об'єкті складної форми використовується метод падаючих та відбитих променів (Shooting and Bouncing Rays — SBR) [7], що базується на алгоритмі відстеження променів [8] та на методі геометричної оптики (МГО) та МФО. SBR дозволяє розв'язати цю задачу в наближенні фізичної і геометричної оптики. Для того щоб обчислити ЕПР об'єкту на нього посилається пучок променів. Промени відбиваються від стінок об'єкту відповідно до законів геометричної оптики й відбивають деяку енергію до приймача. Поле зворотного розсіяння від променів розраховується по схемі фізичної оптики. У роботах [31] та [32] представлено деякі варіанти швидкого розрахунку методом PO-SBR.

Цей метод наразі має багато модифікацій то вдосконалень. Зокрема в роботі [33] для моделювання ефективної поверхні розсіяння (ЕПР) складної цілі застосовується гібридний метод на основі прямокутних променів, МГО, МФО та із застосуванням Open Graphics Library (Open GL); а в роботі [34] запропоновано гібридний метод, заснований на новій комбінації двох асимптотичних методик: геометричної теорії дифракції (ГТД) та МФО, що використовує переваги та уникає недоліків кожного з цих методів. Для великогабаритних об'єктів на типових радіолокаційних частотах такі моделювання вимагають великої кількості розрахунків, а інколи ще й суттєвої обробки для отримання інформації про безпосередньо помітність об'єкту або її зміну [35], що вимагає багато часу та залучення великих розрахункових потужностей.

Радіолокаційне спостереження за об'єктами відбувається двома основними способами: активним, при якому отримання інформації про ціль відбувається за рахунок прийому відбитих (розсіяних) радіохвиль від опроміненого об'єкта (цілі); пасивним, при цьому приймають радіохвилі, що випромінюються (або перевідбиваються) самим об'єктом.

Величина відбитого від об'єкта поля визначається в основному зовнішньою конфігурацією об'єкта, матеріалом, з якого він виготовлений, і властивостями його покриття [1].

Основним завданням радіолокаційного маскування об'єкта є зниження його ЕПР [29].

Для хвиль міліметрового та сантиметрового діапазонів, що використовуються в радіолокації найчастіше, найбільший рівень відбиття мають ділянки техніки, що представляють собою плоскі поверхні, орієнтовані нормально по відношенню до напрямку падаючої хвилі. Відзначимо, що при відхиленні кута падіння хвилі від нормалі, інтенсивність відбиття різко падає. До наступної (по інтенсивності відбиття) групи поверхонь можна віднести циліндричні й багатоеlementні поверхні. Для таких тіл характерним є дифузне відбиття (розсіювання) падаючої хвилі. При цьому рівень відбиття є відносно невисоким, але зберігається досить рівномірним в секторі кутів спостереження, що дорівнює приблизно 180° .

Радіолокаційний контраст наземного об'єкта визначається величиною відношення ЕПР об'єкта і фону в точці розташування РЛС. Для виявлення цілі необхідним є перевищення зазначеним співвідношенням граничної величини, яка визначається чутливістю приймача.

ЕПР дорівнює площі такого еквівалентного ізотропно розсіюючого об'єкта, який відбиває всю енергію, що падає на нього, рівномірно і створює в точці прийому ту ж щільність потоку потужності, що і реальна ціль [1]:

$$\sigma = \frac{4\pi R^2 \Pi_s}{\Pi_i} \quad (1.1)$$

де R - відстань від радіолокатора до цілі; Π_s - густина потоку потужності, що розсіюється ціллю; Π_i - густина потоку потужності, що падає на ціль.

ЕПР об'єкта залежить від багатьох факторів, частина з яких безпосередньо пов'язана з параметрами об'єкта, а частина – не відноситься до об'єкта. Основними факторами, що впливають на ЕПР, є: розміри, форма

поверхонь, що відбивають, і електричні властивості матеріалу цих поверхонь; умови поширення електромагнітних хвиль у атмосфері; технічні характеристики радіолокатора; кут опромінення цілі, поляризація тощо.

В останній час важливим є створення військової та цивільної техніки таким чином, щоб вона була малопомітною для радіолокаційних станцій (або головок самонаведення високоточного зброї). Необхідність використання для цих цілей великої кількості радіопоглинаючих матеріалів і висока вартість переробки готових зразків техніки вимагає оцінки впливу тих чи інших заходів щодо зменшення помітності об'єкта ще на етапі проектування. Тому важливим є математичне моделювання розсіювання електромагнітних хвиль на об'єкті. В результаті математичного моделювання для кожного окремого випадку (довжина хвилі, поляризація, підстильна поверхня і т.д.) ми отримуємо залежність ефективної поверхні розсіювання (ЕПР) об'єкта від кута. На підставі порівняння двох таких залежностей для різних об'єктів досить складно визначити, який з об'єктів є менш помітним.

Попередній контроль ЕПР корисний для задач аеронавтики та охоронної індустрії. Для багатьох галузей (наприклад військової) необхідні методи щодо зниження радіолокаційної помітності. Для цієї мети можуть застосовуватися радіопоглинаючі матеріали [36] чи деякі зміни конструкції об'єкту [37]. Таким чином, попередня оцінка ЕПР може зберегти як час, так і ресурси. Для цієї мети дослідники повинні запропонувати ефективні обчислювальні методи. Одним із методів прогнозування ЕПР є експериментальне вимірювання. Однією із значних проблем, з якою стикаються дослідники, є необхідність задовольнити умові випромінювання плоских хвиль – об'єкт повинен розташовуватися на, так званій, відстані дальньої зони від випромінюючих й приймальних систем [38]. Для розв'язання цього завдання часто використовують методи, що засновані на прогнозуванні ЕПР в дальній зоні на основі вимірів у ближній зоні [38]. Проте, це не виключає ні технічної складності таких вимірів, ні їх високої вартості.

Технічні характеристики РЛС та ЕПР цілей пов'язані таким рівнянням, яке називають рівнянням радіолокації [39], у разі, коли передавальна та приймальна антени розташовуються в одній точці, тобто у всіх моностатичних РЛС це рівняння має вигляд :

$$R = \sqrt[4]{\frac{P_i G \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 P_r}} \quad (1.2)$$

тут P_i імпульсна потужність передавача, Вт; G - коефіцієнт посилення приймальної антени; λ - довжина хвилі, м; σ - ефективна поверхня розсіювання цілі, m^2 ; P_r - чутливість приймача, Вт.

Дальність виявлення цілі залежить в основному від технічних параметрів радіолокаційної станції і ЕПР цілі. Як випливає з рівняння (1.2), зниження максимальної дальності виявлення цілі у N раз (для конкретного радіолокатора) вимагає зменшення ЕПР цілі в N^4 раз. Таким чином, ЕПР цілі дозволяє визначити рівень її контрастності на тлі місцевості та безпосередньо впливає на дальність та ймовірність виявлення цілі радіолокатором. Тому саме цей параметр повинен використовуватися в процесі проектування техніки для оцінки її радіолокаційної помітності.

У галузі радіолокаційного захисту техніки приділяється велика увага розробці та реалізації засобів протидії радіолокаційному розпізнаванню зразків техніки. Основні методи протидії поділяються на дві групи: до першої з них можна умовно віднести активні методи, а до другої – пасивні.

Більшість активних методів зниження помітності об'єктів техніки за допомогою радіолокаційних засобів побудовані на принципі створення шумової перешкоди, що імітує характеристики фону, або компенсації відбитого в бік РЛС сигналу. Пристрої, що реалізують ці принципи, є дорогими, складними і вимагають витрат енергії в процесі їх експлуатації, тому не знайшли широкого застосування. Такі системи можуть бути ефективними лише на етапі розпізнавання цілі, але не на етапі виявлення. Це

пов'язано із необхідністю отримання інформації про опромінення і наявності певного часу реакції у відповідь.

Пасивні методи зниження ЕПР забезпечують практично миттєву реакцію і вимагають наявності джерел додаткової енергії. Вони забезпечують однакову ефективність як на етапі виявлення, так і на етапах розпізнавання та наведення зброї. Тому саме ці методи були покладені в основу підходу Stealth [30], спрямованого на створення малопомітної техніки.

Зменшення ЕПР у своїй досягається переважно двома способами:

- наданням об'єкту техніки, що розробляється (модернізується), маловідбиваючих форм;
- застосуванням спеціальних радіопоглинаючих матеріалів (РПМ) та покриттів.

Загальним принципом застосування маловідбивних поверхонь є підбір таких форм зовнішніх елементів об'єкта, які максимально відбивають електромагнітну енергію, що падає на них, у бік від напрямку на приймач РЛС.

Автори статті [75] порівнюють результати апроксимації закону розподілення ЕПР як випадкової величини за допомогою різних функцій розподілення – χ^2 -квадрат та логнормальної. Зазначено, що саме ці функції розподілення є найбільш підходящими для апроксимації розподілення ЕПР для «Stealth»-літака.

У статті [48] розглянуто методи розрахунку розсіяння електромагнітних хвиль на об'єктах складної форми, розташованих на підстильній поверхні. Представлено методику статистичної обробки отриманих результатів, що дозволяє отримати залежність вірогідності виявлення об'єкту від роздільної здатності радару. При апроксимації закону розподілення використовувався розподіл Релея, автори зауважили, що цей розподіл не завжди буде гарною апроксимацією.

Слід зазначити, що вплив РПМ на помітність об'єкта складної форми та доцільність використання конкретного матеріалу для маскуванню конкретних частин цілі слід оцінювати для кожного об'єкта окремо.

Для моделювання розвіяння електромагнітних хвиль на різних об'єктах існують різні компресійні програми, розглянемо деякі з них та їх головні можливості.

1.2. Програмний пакет CST Microwave Studio

У програмному пакеті CST Microwave Studio реалізовано метод PO-SBR, який дозволяє доволі швидко отримати дані щодо радіолокаційної помітності об'єкта, який має складну форму, чи розміри, що значно перевищують довжину хвилі.

У пакеті також реалізовано інструменти для створення об'ємних моделей. Треба зауважити, що функціональність цих інструментів достатня лише для створення об'єктів простої форми. Для розрахунку ЕПР реальної техніки має сенс використовувати моделі, створені у спеціалізованих 3-D редакторах (прикладом таких редакторів можуть бути Maya і 3dMax). В CST є й можливість імпорту моделей (як показано на Рис. 1.1), що підготовлені в сторонніх програмах та збережені у файлі в одному з основних форматів зберігання 3-D дизайну (звичайно “.STL” чи “.Obj”).

Після того, як модель була імпортована у програму, з її геометрією можна здійснити прості перетворювання, такі як: зсув вздовж осей, обертання навколо осей, зміна масштабу, тощо. Інші дії, наприклад параметризація розмірів та інших параметрів доступні лише для об'єктів, створених безпосередньо в CST. До імпортованої моделі присвоюється значення матеріалу «default». Це значення може бути змінено у вікні налаштувань «Change Material and Color». Значення матеріалу може бути обране серед готових матеріалів, чи задане вручну. Тут треба відмітити, що матеріал присвоюється до усього компоненту геометрії. Й якщо модель було

імпортовано у програму одним файлом – то матеріал буде задано для усієї моделі.

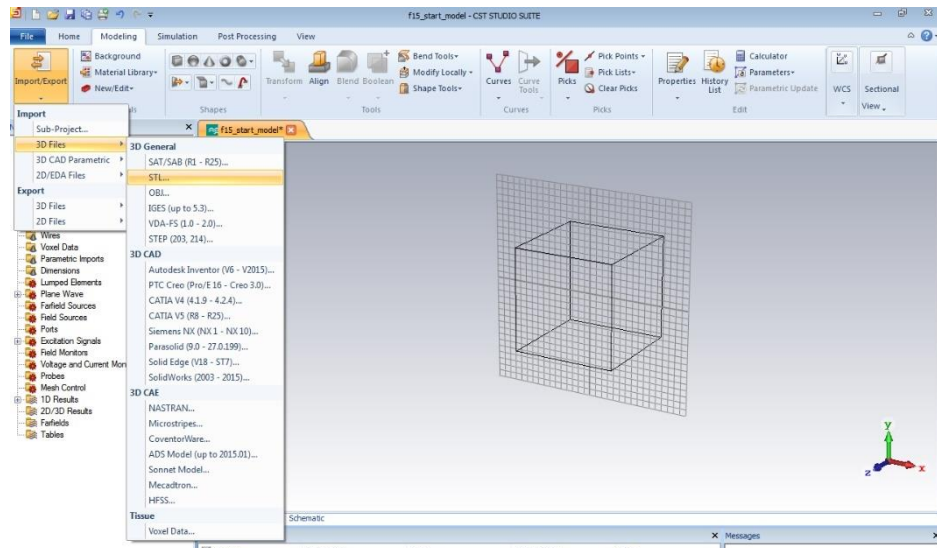


Рис. 1.1 - Імпорт 3-D геометрії у CST

Якщо моделювання розсіяння треба провести для об'єкта, що складається з різних матеріалів (у прикладі модель літака складається з заліза (фюзеляж) та з скла (ліхтар кабіни та сигнальні вогні на крилах)), то необхідно на етапі збереження моделі у сторонній спеціалізованій програмі розбити модель на групи по матеріалам та зберегти їх у окремих файлах.

Після проведення геометричних перетворень та призначення матеріалів модель готова до проведення моделювання (Рис. 1.2).

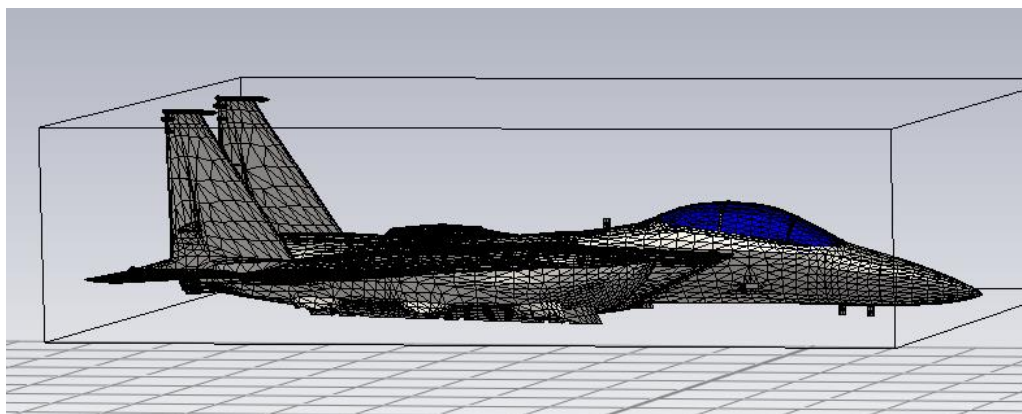


Рис. 1.2 Імпортована модель із призначеними матеріалами.

Для проведення моделювання розсіяння хвиль на об'єкті необхідно задати основні параметри розрахунку й обрати необхідний алгоритм рішення (solver).

Параметри розрахунку включають в себе встановлення частоти та границь. Їх можна встановити в меню «Settings» вкладки «Simulation». Ці параметри будуть використані для всього проекту й можуть бути скоректовані пізніше.

В CST Microwave Studio реалізовано декілька розрахункових солверів. Кожний з них має свої властивості та сферу використання. Для розрахунку ЕПР об'єкта складної форми доцільно використовувати «Asymptotic Solver».

Asymptotic Solver має велику кількість параметрів, для гнучкого налаштування умов моделювання. К таким налаштуванням відносяться:

- налаштування точності результатів. З підвищенням цього параметру зростає час, необхідний для проведення моделювання;
- налаштування максимальної кількості перевідбиттів для променів. Як було зазначено вище, в цьому солвері реалізовано метод PO-SBR. Тому деякі проміні, запущені від джерела до об'єкта, можуть потрапляти у заглиблення цього об'єкта, багаторазово перевідбиваючись у ньому. Налаштування максимальної кількості перевідбиттів допомагає позбавитися цієї проблеми;
- налаштування поляризації;
- налаштування смуги частот/ довжин хвиль;
- налаштування кутів опромінення. Тут можна задати одразу декілька варіантів розташування точки огляду. Також можна задати розрахунок як для однієї точки візування, так і для сектору кутів.

1.3. Програмний пакет FEKO

Близькими до CST Microwave Studio є можливості й іншої програми для електродинамічного моделювання – FEKO. В цьому параграфі опишемо деталі використання цієї програми на прикладі розрахунку ЕПР металічної кулі.

Програмний пакет ФЕКО містить в собі декілька окремих програм для окремих етапів роботи: створення та редагування моделі, розрахунок, аналіз отриманих результатів (див. Рис. 1.3).

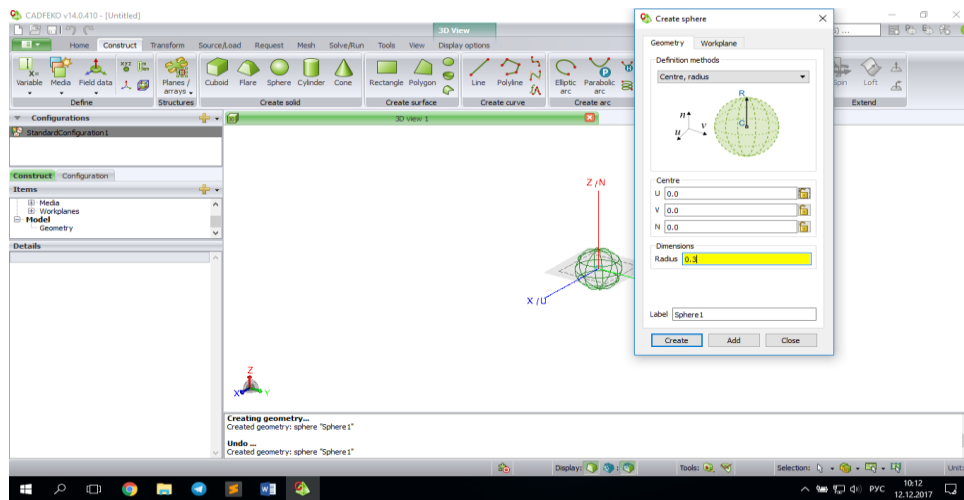


Рис. 1.3- Зовнішній вигляд програми ФЕКО та створення сфери в ній

1.4. Програмний пакет Ansys Savant

Однією з ефективних програм для аналізу розсіювання хвиль на об'єктах складної форми є програма Savant з пакету Ansys. Savant – це високоефективна програма для електромагнітного аналізу антен розташованих на електрично великих об'єктах. Для розрахунків використовується технологія SBR (Shooting and Bouncing Rays – промені, що стріляють і відбиваються), яка дозволяє вирішувати задачі розсіювання для антен встановлених на платформах, розміри яких становлять тисячі довжин хвиль.

Savant з високою точністю розв'язує задачі, які є недоступними повнохвильовим програмам. Як відомо, діаграми спрямованості антен, внаслідок взаємодії з об'єктами, можуть сильно залежати від об'єкта, де вони встановлені. В програмі Savant основну увагу приділено саме дослідженню цих ефектів. Ця програма дозволяє розраховувати: діаграми спрямованості в дальній зоні, розподіл полів в ближній зоні, розв'язку антен, тощо.

SBR, реалізований в Savant, дозволяє швидко і точно оцінити ефективність антени на електрично великих платформах, використовуючи досить скромні обчислювальні ресурси. В програму можна імпортувати результати розрахунку діаграми спрямованості для ізольованої антени та застосувати їх для моделювання антени, розташованої поблизу розсіювача.

Короткий список можливостей:

1. На електрично великих платформах програма застосовує високоточний алгоритм трасування променів;
2. Можливість імпорту результатів з інших програм (наприклад HFSS);
3. Програма дає змогу здійснити пошук розташування антен для отримання оптимальних характеристик і зменшення взаємного впливу;
4. Розсіюючи об'єкти імпортуються у вигляді 3D CAD моделей (формати IGES, ACAD Facet, Gmsh, OBJ і STL);
5. В програмі можуть бути задані різні матеріали метал (PEC), ідеальний поглинач, багатошарове покриття;
6. Розрахунок здійснюється на окремих частотах або в діапазоні частот;
7. Завдання і розрахунок фазованих антенних решіток (ФАР).

Програма Savant надає змогу розрахувати хід променів SBR, промені хвиль зісковзування й інші промені, що враховуються в межах геометричної теорії дифракції. Технологія Visual Ray Trace (VRT) надає зручну інформацію про механіку ходу променів від випромінювача, причини виникнення піків і нулів діаграми спрямованості, ділянки затінення й щільності пучка променів в заданому тілесному куті.

Висновки до розділу 1

В розділі наведено огляд основних методів, що використовуються для розрахунку дифракції електромагнітних хвиль на різноманітних об'єктах, в тому числі на об'єктах складної форми. Наведено класифікацію всіх розрахункових методів на строгі, наближені (асимптотичні) та числові.

Підкреслено, що строгі можуть використовуватися лише для дуже обмеженої кількості об'єктів найпростішої форми. Асимптотичні методи завдяки використанню деяких фізичних допущень надають змогу розрахувати дифракцію на деяких об'єктах більш складної форми. Але перелік об'єктів, для яких можуть бути застосовані строгі та асимптотичні методи, залишається дуже коротким. Тому необхідними є чисельні методи, в розділі наведено основні ідеї на яких базуються такі методи.

Описано методи та необхідність розраховувати ЕПР об'єкта при оцінці його радіолокаційної помітності. Також розглянуто можливості зменшення радіолокаційної помітності. В розділі розглянуто методики розрахунку ЕПР об'єктів в комерційних програмах, таких як CST Microwave Studio , FEKO та Ansys Savant. При цьому відмітимо, що FEKO має такі ж можливості, як і CST Microwave Studio, але дещо відрізняється інтерфейсом взаємодії з користувачем. Ansys Savant відрізняється тим, що ця програма є окремою частиною пакету Ansys. Отже, вона не призначена для створення моделей, а використовує моделі створені в інших програмах з пакету Ansys. Крім того, відзначимо, що Ansys Savant розраховує дифракцію хвиль випромінених різними антенами на об'єктах складної форми. Програма може бути використана для аналізу оптимального розміщення антен на літаках, кораблях, тощо.

Задачами дисертаційного дослідження є покращення існуючих методів моделювання розсіяння електромагнітних хвиль на об'єктах складної форми, які можуть бути вкриті матеріалом, що зменшує його розсіяне поле. Такі об'єкти можуть бути розміщені у вільному просторі (літальні апарати або на підстильній поверхні). Важливим є фактор швидкого переобчислення впливу тих чи інших параметрів (діелектрична і магнітна проникність матеріалу покриття та/чи об'єкту, незначні геометричні модифікації покриття та/чи об'єкту, розміщення досліджуваного об'єкту на тлі різних підстильних поверхнях) на результатує розсіяне поле об'єктом. Також в дисертації досліджуються методи статичної обробки даних щодо розсіяного поля

об'єктом для визначення вірогідності виявлення (радіолокаційної помітності) цього об'єкту засобами радіолокації.

РОЗДІЛ 2

МОДЕЛЮВАННЯ РОЗСІЯННЯ ХВИЛЬ НА ОБ'ЄКТИ СКЛАДНОЇ ФОРМИ

Розглянемо основні етапи моделювання розсіювання електромагнітних хвиль об'єктами складної форми, основні компоненти розсіяного поля та порівняємо отримані асимптотичні моделі для об'єктів, які мають аналітичні або відомі асимптотичні розв'язки задачі дифракції електромагнітних хвиль на них.

Для проведення моделювання розсіювання електромагнітних хвиль об'єктами складної форми по-перше слід мати модель об'єкту складної форми, який досліджується, застосувати алгоритм, який моделює розповсюдження електромагнітних хвиль в середовищі та відбиття від об'єктів, в якості такого алгоритму використовується відомий метод Shooting and Bouncing Rays але з деякими модифікаціями, що дозволить пришвидшити процес моделювання. Розглянемо основні компоненти, які слід обчислити для отримання повного розсіяного поля. Опишемо алгоритм врахування підстильної поверхні, який дозволяє отримати загальне відбите поле від моделі, яка може розташовуватись на тлі довільної підстильної поверхні без проведення повного моделювання електромагнітного розсіювання при зміні параметрів цієї поверхні.

Для аналізу розглянутої методики розрахунку розсіяного поля проводиться розрахунок ЕПР для типових відбивачів. Такими відбивачами обрано трикутну пластину, сферу та циліндр.

2.1. Моделювання об'єкту складної форми.

Для моделювання поверхні тіла використано фацетний метод [1]. Цей метод заснований на використанні сучасних комп'ютерних методів та дає інструмент для найбільш точного моделювання складних геометричних форм. Комп'ютерна 3D модель представляє поверхню тіла у вигляді низки

невеликих, найчастіше плоских, ділянок, кількість яких визначається вимогами до точності результатів. Такий метод дозволяє моделювати тіла довільної форми та проводити при цьому аналіз геометрії з виявленням ребер, затінених ділянок, областей, що приймають участь в багаторазових перевідбиттях, тощо [40].

При побудові геометричної моделі об'єкта єдиних рекомендацій до вибору розмір фацетів (l_f) немає. Розмір фацета повинен задовольняти умові, коли падаючу хвилю з довжиною хвилі λ можна вважати локально плоскою, і умові дальньої зони :

$$l_f \approx 0.5\sqrt{\lambda R}, \quad (2.1)$$

де R - відстань між антеною та об'єктом.

Як правило, при розрахунку реальних цілей використовується критерій, згідно з яким [41]:

$$l_f < 0.5\lambda. \quad (2.2)$$

Побудова фацетної моделі об'єкта - трудомістке завдання, при цьому велика кількість фацетів значно збільшує необхідний для моделювання час. Тому актуальним є використання алгоритмів для спрощення, пошуку, фільтрації геометричної моделі об'єкта. Елемент моделі (дивись рис. 2.1), який характеризується набором заданих електродинамічних параметрів, притаманних тільки йому, називається унікальним елементом. При побудові структури геометричної моделі, кожному з її унікальних елементів присвоюється власний індекс [40]. Кожен фацет містить інформацію про свою геометричну конфігурацію, електродинамічні параметри. Покриття моделі може моделюватись як окремою 3D моделлю, так і у вигляді багат шарового матеріалу самого фацету. Підстильна поверхня не потребує представлення у 3D вигляді, проте характеризується своїми електродинамічними параметрами.

Унікальний елемент моделі

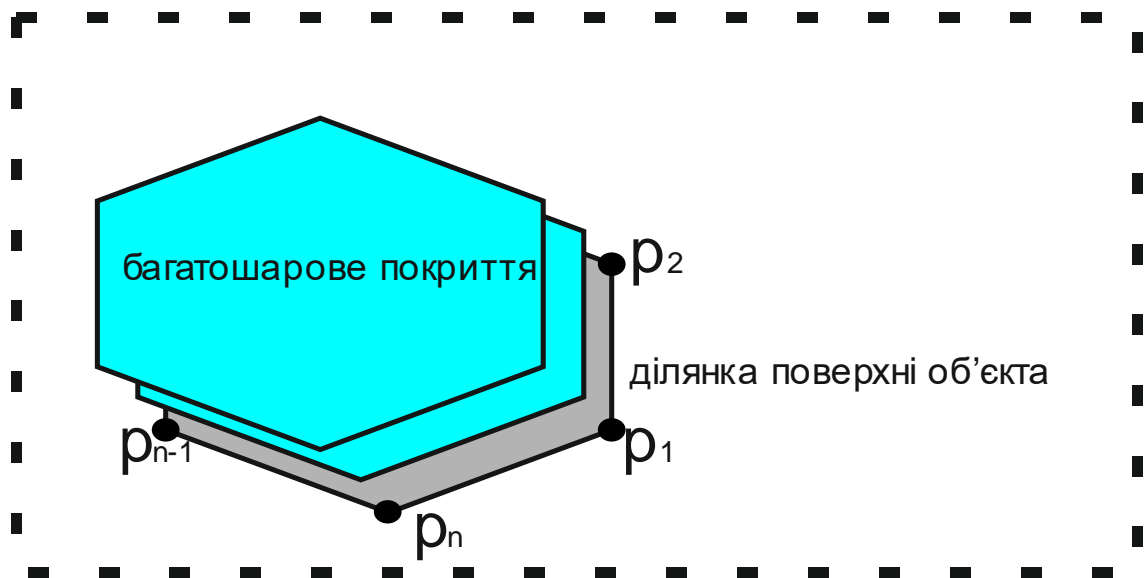


Рисунок 2.1 Унікальний елемент моделі (фацет)

В дисертації розглядається можливість використовувати у якості фацетів плоских багатокутників. Зокрема, на рис.2.2 наведено один такий багатокутник (один фацет). Точки та багатокутники створюються як основні геометричні примітиви відповідно до цієї структури даних.

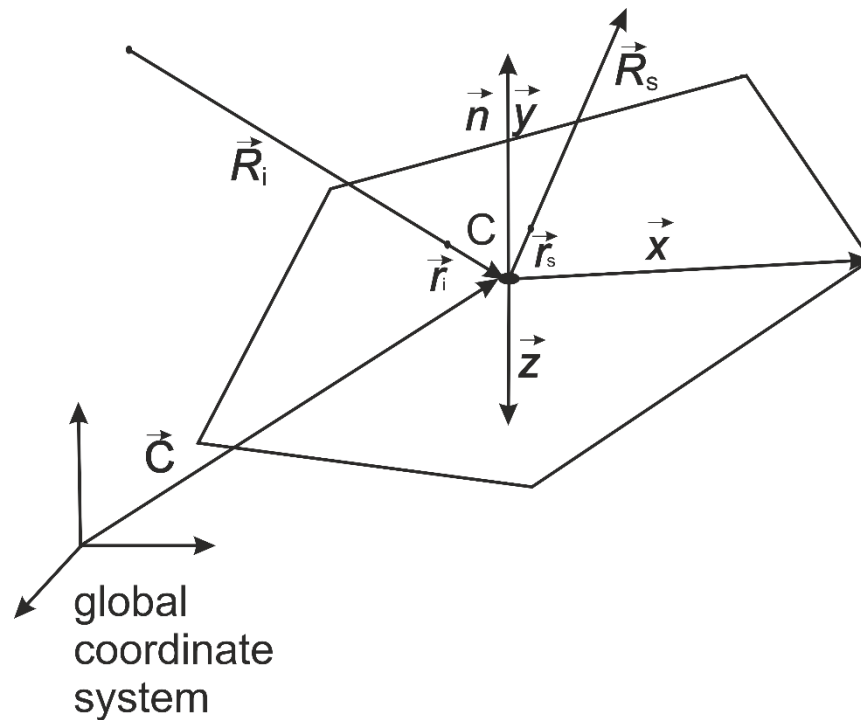


Рис. 2.2 Локальна система координат фацету.

Точка характеризується радіус-вектором:

$$\vec{r}_i = (x_i, y_i, z_i). \quad (2.3)$$

Трикутник характеризується набором точок:

$$p_n = \{\vec{r}_{n1}, \vec{r}_{n2}, \dots\}. \quad (2.4)$$

Для моделювання розсіяння електромагнітного поля потрібна інформація про нормалі до фацетів. Нормаль до багатокутника можна отримати із векторного добутку векторів, спрямованих вздовж двох сторін цього багатокутника. Координати одиничної нормалі визначаються за формулою:

$$\vec{N}_n = \frac{(\vec{r}_{n1} - \vec{r}_{n2}) \times (\vec{r}_{n3} - \vec{r}_{n2})}{|(\vec{r}_{n1} - \vec{r}_{n2}) \times (\vec{r}_{n3} - \vec{r}_{n2})|}, \quad (2.5)$$

де $(\vec{a} \times \vec{b})$ позначає векторний добуток двох векторів.

Слід відзначити, що нормалі обираються назвні об'єкту, тому порядок запису вершин в (2.4) має значення. Отже, кожний унікальний трикутний фацет характеризується своїм ідентифікаційним номером та точками, через які можна отримати усі ребра багатокутника та вектор нормалі.

2.2. Основні етапи методу Shooting and Bouncing Rays

Для прискорення виконання алгоритму пошуку видимих фацетів пропонується використовувати k-d дерево («k-d tree») [31]. Відповідно до цієї структури даних, простір розбивається на ділянки (бокси), які в свою чергу можуть бути розбиті на менші ділянки. Використання k-d дерева дозволяє пришвидшити пошук перетинів променів з фацетами, тому що при такому підході немає необхідності перевіряти на перетинання з променем усі фацети, із яких складається модель. У якості методу запуску променів використовується метод «Shooting and Bouncing Rays» (SBR).

У [42] запропоновано дуже потужний підхід для моделювання трасування променів на основі SBR. Він показує відмінні результати для доволі складних об'єктів, таких як літаки реального масштабу на радіолокаційних відповідних частотах. Використання асимптотичних методів при обчисленні розсіяного поля дозволяє в подальшому прискорити моделювання розсіювання на великих і складних об'єктах.

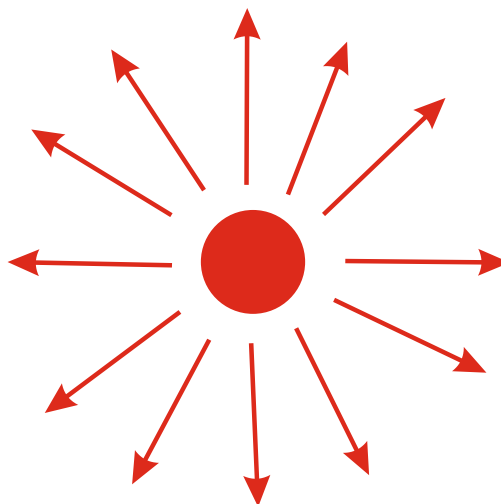


Рис. 2.3 Пакетний метод запуску променів

У SBR є три найпоширеніші методи запуску променів [43]. Перший спосіб - це пакетний метод, при якому промені проходять з рівними кроками вздовж усієї картини випромінювання антени або площини хвилі фронту, як показано на Рис. 2.3. Це найпростіший спосіб запуску променів, оскільки він не вимагає складних процедур для розповсюдження променів. Недоліком цього методу є те, що в обчислювальній області генеруються надлишкові промені, які не потрапляють на модель об'єкту. Таким чином, такий підхід до запуску променів має недолік з точки зору обчислювальних ресурсів.

Другий спосіб - «bounding box»- полягає в тому, що спочатку структура обмежується прямокутним паралелепіпедом. Потім промені генеруються на рівній відстані один від одного і запускаються в бік цього паралелепіпеда, як показано на Рис.2.4 Це більш динамічний спосіб генерації пучків, ніж попередній; це забезпечує, що всі створені пучки досягають структури. З іншого боку, промені все ще генеруються рівновіддалено, не враховуючи детальної геометрії структури. Однак деякі частини досліджуваної структури можуть бути складними, для таких областей необхідно створювати промені більш щільно, щоб врахувати особливості об'єкту.

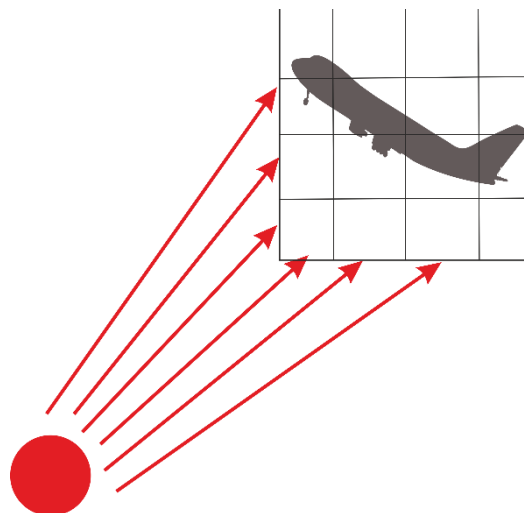


Рис. 2.4 Метод запуску променів «bounding box»

Тому найефективнішим є метод поверхневої сітки, де промені генеруються відповідно до фацетів цільової структури, як показано на рис. 2.5 Це найбільш оптимальний метод з точки зору точної фіксації геометрії

об'єкту. Метод поверхневої сітки, звичайно, є найефективнішим методом, коли для розсіювання на рівних поверхнях потрібно лише кілька променів і більша кількість променів - для імітації розсіювання на «ломаній» поверхні.

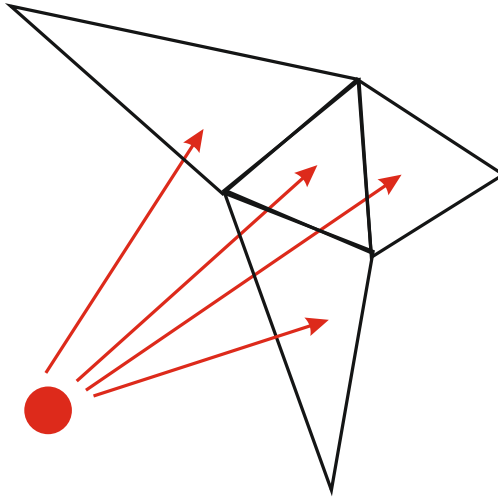


Рис. 2.5 Метод поверхневої сітки для запуску променів

2.3. Компоненти розсіяного поля

Результуюче дифракційне поле розсіювання досліджуваного об'єкта визначається шляхом когерентного підсумовування локальних полів розсіювання окремих елементів (фацетів і ребер), видимих РЛС і належать різним елементам сцени, в тому числі і фоновим утворенням. Відповідно до даної методики результуюче поле розсіювання сцени представляється у вигляді когерентної суми п'яти компонент:

$$\dot{E}_r = \dot{E}_{\text{smooth}} + \dot{E}_{\text{egde}} + \dot{E}_{\text{background}} + \dot{E}_{\text{re-reflection}} + \dot{E}_{\text{b-g re-reflection}}, \quad (2.6)$$

де \dot{E}_{smooth} - повне поле розсіювання гладкою частиною об'єкта, \dot{E}_{egde} - повне поле розсіювання реальних ребер моделі, $\dot{E}_{\text{background}}$ - повне поле розсіювання фонових утворювань, $\dot{E}_{\text{re-reflection}}$ - повне поле розсіювання, обумовлене взаємним перевідбиттям хвиль між окремими елементами складних об'єктів, $\dot{E}_{\text{b-g re-reflection}}$ - повне поле розсіювання, обумовлене взаємним перевідбиттям хвиль між елементами складних об'єктів та елементами фонових утворювань [44].
Всі компоненти формули (2.6) розраховуються по-різному.

2.3.1. Поле розсіяне гладкою частиною об'єкта

Для розрахунку відбитого сигналу слід визначити видиму частину поверхні об'єкта для даного кута спостереження. елементів, які можна будуть Видимі радару фацети з цього ракурсу, вибираються з раніше сформованих масивів екземплярів структур. Відповідно, при обчисленні відбитого сигналу об'єкта враховуються лише видимі елементи поверхні об'єкта. Для вибору видимих фацетів пропонується наступний алгоритм:

1. Знаючи положення радіолокатора, ми отримуємо вектор падіння хвилі на об'єкт $\vec{r}_i = (x, y, z)$. В радіолокації часто використовують сферичну систему координат:

$$\theta = \operatorname{arctg} \left(\frac{\sqrt{x^2 + y^2}}{z} \right), \quad (2.7)$$

$$\varphi = \operatorname{arctg} \left(\frac{x}{y} \right).$$

2. Обчислити кути між \vec{r}_i та нормаллю до фацетів \vec{n} :

$$\beta_n = -\arccos \left((\vec{n}, \vec{r}_i) \right), \quad (2.8)$$

де (\vec{a}, \vec{b}) позначає скалярний добуток двох векторів, \vec{r} вказує напрямок падіння поля.

3. Для кожного фацету, який має кут у межах інтервалу $0 \leq \beta_n \leq \pi$ перевірити, чи промінь, що пройшов через його центр, перетинає якусь іншу грань у напрямку $-\vec{r}_i$. Наявність перетину вказує, що фацет, який розглядається знаходиться в тіні якоїсь частини об'єкта та його не слід враховувати при розрахунку розсіяного поля об'єктом. Якщо перетину немає, то цей фацет додається до списку видимих фацетів для заданого кута спостереження радіолокатора.

Для того, щоб перевірити, чи промінь має перетин з фацетом (трикутним) використовують барицентричний тест [45]. У цьому тесті точка

перетину променя з площиною, в якій лежить трикутник, записується у барицентричних координатах цього трикутника:

$$\begin{aligned} \vec{E}_1 &= \vec{v}_1 - \vec{v}_0, \quad \vec{E}_2 = \vec{v}_2 - \vec{v}_0, \quad \vec{T} = \vec{p} - \vec{v}_0, \\ \vec{P} &= (\vec{l} \times \vec{E}_2), \quad \vec{Q} = (\vec{T}, \vec{E}_1), \quad d = (\vec{P}, \vec{E}_1), \\ t &= \frac{(\vec{Q}, \vec{E}_2)}{d}, \quad u = \frac{(\vec{P}, \vec{T})}{d}, \quad u + v \leq 1, \\ u &\geq 0, \quad v \geq 0, \quad t \geq 0 = \frac{(\vec{Q}, \vec{l})}{d}, \end{aligned} \quad (2.9)$$

де v_0, v_1, v_2 - вершини трикутника, t, u, v - координати точок перетину променю \vec{l} й площини, в якій лежить трикутник в барицентричній системі координат. Промінь перетинає трикутник, якщо

$$\begin{aligned} u + v &\leq 1, \\ u &\geq 0, \quad v \geq 0, \quad t \geq 0. \end{aligned} \quad (2.10)$$

Точку перетину променю і площини в якій лежить фацет в глобальній системі координат можна визначити за формулою:

$$c = (1 - u - v)v_1 + uv_2 + v_3. \quad (2.11)$$

Для визначення чи перетинає промінь багатокутний фацет такий фацет представляється у вигляді декількох трикутників, з якими почергово шукаємо перетин до тих пір поки не знайдемо перетин чи не перевіримо усю площину фацету.

Для того, щоб перевірити, чи промінь має перетин з деяким прямокутним паралелепіпедом (боксом), необхідно перевірити, чи лежить точка перетину з кожною із площин бічних граней усередині паралелепіпеда. Нехай промінь визначається початковою точкою $p = (p_x, p_y, p_z)$ та напрямом $\vec{l} = (l_x, l_y, l_z)$. Бокс визначається максимальними та мінімальними координатами з кожної із осей $(x_{\min}, x_{\max}, y_{\min}, y_{\max}, z_{\min}, z_{\max})$, тоді алгоритм визначення перетину променю і бокса запишеться у вигляді:

$$\begin{aligned}
lo_0 &= \frac{x_{\min} - p_x}{l_x}, & hi_0 &= \frac{x_{\max} - p_x}{l_x}, \\
t_{\min} &= \min(lo_0, hi_0), \\
t_{\max} &= \max(lo_0, hi_0), \\
lo_1 &= \frac{y_{\min} - p_y}{l_y}, & hi_1 &= \frac{y_{\max} - p_y}{l_y}, \\
t_{\min} &= \max(t_{\min}, \min(lo_1, hi_1)), \\
t_{\max} &= \min(t_{\max}, \max(lo_1, hi_1)), \\
lo_2 &= \frac{z_{\min} - p_z}{l_z}, & hi_2 &= \frac{z_{\max} - p_z}{l_z}, \\
t_{\min} &= \max(t_{\min}, \min(lo_2, hi_2)), \\
t_{\max} &= \min(t_{\max}, \max(lo_2, hi_2)),
\end{aligned} \tag{2.12}$$

де lo, hi - довжини відрізків побудованих від точки p до точки перетину з кожною із площ бічних граней паралелепіпеда. Промінь перетинає бокс за умови

$$\begin{cases} t_{\max} \geq 0 \\ t_{\max} \geq t_{\min} \end{cases}. \tag{2.13}$$

В наступних розділах розглядаються методи пришвидшення цього пункту алгоритму.

У [44] наводиться формула для обчислення відбитого поля від трикутного фацету, в роботі [9] узагальнено цю формуло для випадку, коли у якості фацетів використовують плоскі багатокутники:

$$\vec{E}_{smooth}(\vec{r}_s) = \frac{\dot{A}}{4\pi} \frac{e^{ik(R_i+R_s)}}{R_i R_s} \frac{\vec{\Omega}}{|\vec{k}|^2} \sum_{i=1}^N \dot{V}_i, \tag{2.14}$$

де

$$\dot{V}_i = \vec{k}^* (\vec{p}_{i+1} - \vec{p}_i) \text{sinc}\left(\frac{k}{2} (\vec{k} (\vec{p}_{i+1} - \vec{p}_i))\right) e^{-i\frac{k}{2} (\vec{k} (\vec{p}_{i+1} - \vec{p}_i))}. \tag{2.15}$$

В формулах (2.14), (2.15): N - кількість вершин багатокутника; $k = 2\pi/\lambda$ хвильове число падаючого поля; \dot{A} - амплітуда падаючого поля;

$\vec{p}_i = p_i - C$ вектор, який проведено із середньої точки трикутника до однієї з його вершин; $\vec{\kappa} = \{\Delta\vec{R}_x, \Delta\vec{R}_z\}$ - проекція вектора $\Delta\vec{R} = \vec{R}_s - \vec{R}_i$ на площину фацета; $\vec{R}_{i,s} = R_{i,s} \cdot \vec{r}_{i,s}$; R_i, R_s - відстані від середньої точки трикутника до передавальної та приймальної антен.

У випадку моностатичної радіолокації ($\vec{r}_s = -\vec{r}_i$) для дальньої зони ($R_1 = R_2, R_1 \gg d, d$ - характерні розміри елементів) можна записати величину розсіяного поля у вигляді:

$$\dot{E}_{smooth}(\vec{r}_s) = E_{smooth0}(\vec{r}_s) \frac{e^{(2ikR)}}{R^2}, \quad (2.16)$$

Вектор поляризації падаючої хвилі \vec{e}_i може мати довільну орієнтацію в поперечній площині падаючої хвилі і його зручно представити в локальному базисі $\vec{e}_i = (\vec{e}_i \cdot \vec{y}) \vec{y}_0 + (\vec{e}_i \cdot \vec{z}) \vec{z}_0$, де вектор \vec{y}_0 лежить в площині падіння хвилі, а \vec{z}_0 - є нормальним до цієї площини. Поляризаційний множник $\vec{\Omega}$ в (2.14) представляється як сума коефіцієнтів для вертикальної і горизонтальної поляризації в наступному вигляді:

$$\vec{\Omega} = \vec{\Omega}_v + \vec{\Omega}_h, \quad (2.17)$$

Коефіцієнти в (2.17) для вертикальної і горизонтальної поляризації визначаються відповідно:

$$\begin{aligned} \vec{\Omega}_v &= (1 + f_v) (\vec{h}_i, \vec{n}_z) \vec{g} - (1 - f_v) (\vec{e}_i, \vec{n}_y) (\vec{n}_y, \vec{g}) [\vec{r}_s \times \vec{n}_z], \\ \vec{\Omega}_h &= (f_h - 1) (\vec{h}_i, \vec{n}_y) (\vec{n}_y, \vec{g}) \vec{n}_z - (1 - f_h) (\vec{e}_i, \vec{n}_z) [\vec{g} \times \vec{r}_s], \end{aligned} \quad (2.18)$$

де:

- $\vec{h}_i = [\vec{r}_i \times \vec{e}_i]$ - магнітний вектор падаючої плоскої хвилі,
- f_v та f_h - коефіцієнти Френеля, або коефіцієнти, що залежать від куту падіння хвилі на фацет та від матеріалу, з якого він складається.
- \vec{e}_i - вектор поляризації падаючої хвилі, що позначає напрям напруженості електричного поля
- \vec{y}_0 і \vec{n}_z орти локальної системи координат фацету (дивись рис. 2.2),

- \vec{n}_x орт осі \vec{x} , \vec{n}_x спрямовано від центру фацета до першої його вершини,
- \vec{n}_y співпадає з нормаллю фацету, \vec{n}_z отримують як векторний добуток

$$\text{перших двох ортів } \vec{n}_z = \frac{[\vec{n}_x \times \vec{n}_y]}{[|\vec{n}_x \times \vec{n}_y|]}.$$

В подальшому для врахування поглинаючого покриття в формулі (2.18) замість коефіцієнтів Френеля f_v та f_h введемо величини, які будуть враховувати властивості відповідного покриття.

Для оцінки впливу розміру фацетів на точність розрахунків ЕПР об'єктів змодельємо поверхні елементарних розсіювачів за допомогою різної кількості фацетів.

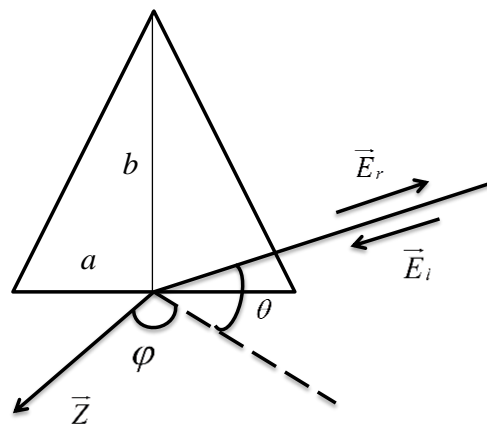


Рис. 2.6. Трикутна пластина

ЕПР трикутної пластини (рис.2.6) при $a, b \gg \lambda$ визначається як [46]:

$$\sigma(\varphi, \theta) = \frac{\sigma_m (\cos \varphi \cos \theta)^2}{\left[(ka \sin \varphi \cos \theta)^2 - (kb \sin \theta)^2 \right]^2} \times \left\{ \left[(\sin(ka \sin \varphi \cos \theta))^2 - (\sin(kb \cos \theta))^2 \right]^2 + (kb \sin \theta)^2 \left[\frac{\sin(2ka \sin \varphi \cos \theta)}{2ka \sin \varphi \cos \theta} - \frac{\sin(2kb \sin \theta)}{2kb \sin \theta} \right]^2 \right\}, \quad (2.19)$$

де $\sigma_m = 4\pi a^2 b^2 / \lambda^2$ – ЕПР при нормальному падінні хвилі.

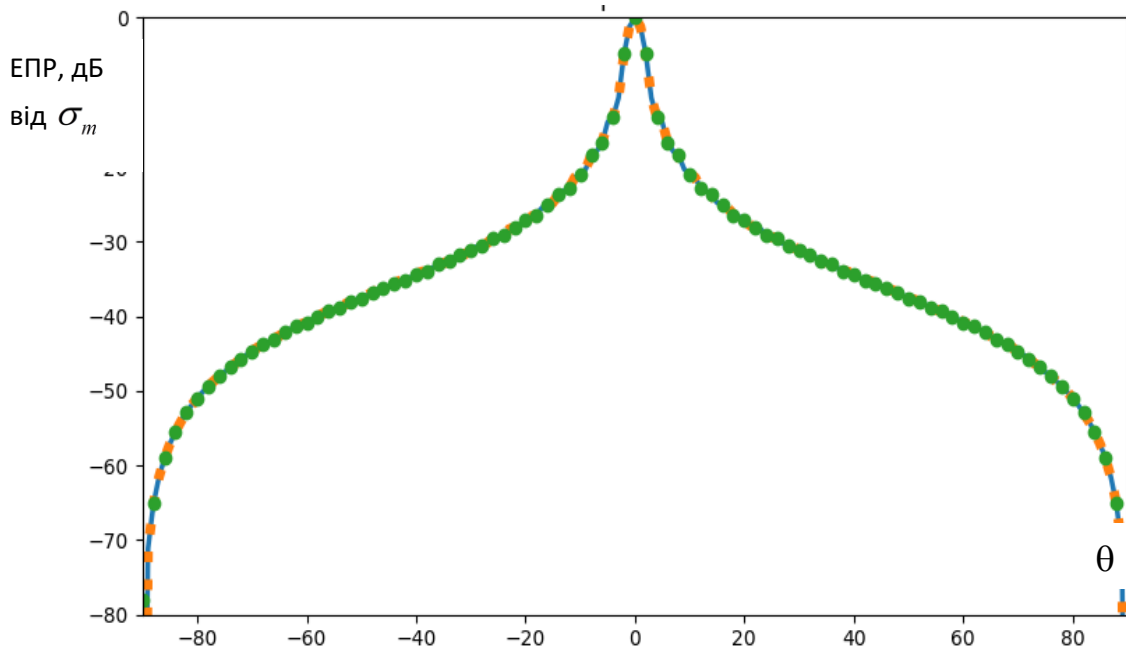


Рис. 2.7 ЕПР – в дБ від σ_m для трикутної пластини (рис. 5), $\varphi = 0$

— теоретична крива (формула (2.19)), ●●●●● результати для рекомендованого розміру фацету (формула (2.2)), ●●●●● результати для випадку, коли пластинка представляється, як один фацет

На рис. 2.7 наведено результати моделювання електромагнітного розсіювання для трикутної пластини з характерним розміром 10 см на довжині хвилі 1 см, рекомендований розмір фацетів 0.5 см. Результат для рекомендованих розмірів фацетів порівнюється з результатом, коли вся трикутна пластинка є єдиним фацетом. Ці результати демонструють, що великі плоскі ділянки об'єкту складної форми можна моделювати великими фацетами без втрати точності моделювання розсіювання електромагнітних хвиль на такому об'єкті. Для плоских ділянок має сенс об'єднання фацетів, отриманих під час 3D моделювання в більші фацети задля зменшення навантаження під час знаходження затінених фацетів та в майбутньому при обчисленні перевідбиття між частинами об'єкту. Слід зауважити, що таке об'єднання можна робити лише для видимих фацетів або моделей, де затінення не відіграє велику роль.

2.3.2. Поле розсіяне ребрами об'єкта

Знаючи вершини фацета, можемо отримати його сторони - ребра. Якщо поверхня 3D моделі є замкнутою, а для досліджуваних об'єктів це характерно, то кожне ребро буде належати двом фацетам. Однак при фіксованому напрямку обходу вершин в фацеті(наприклад за годинниковою стрілкою) ребра будуть записуватися по-різному, бо вони будуть обходитись у різному напрямку (див. рис. 2.8).

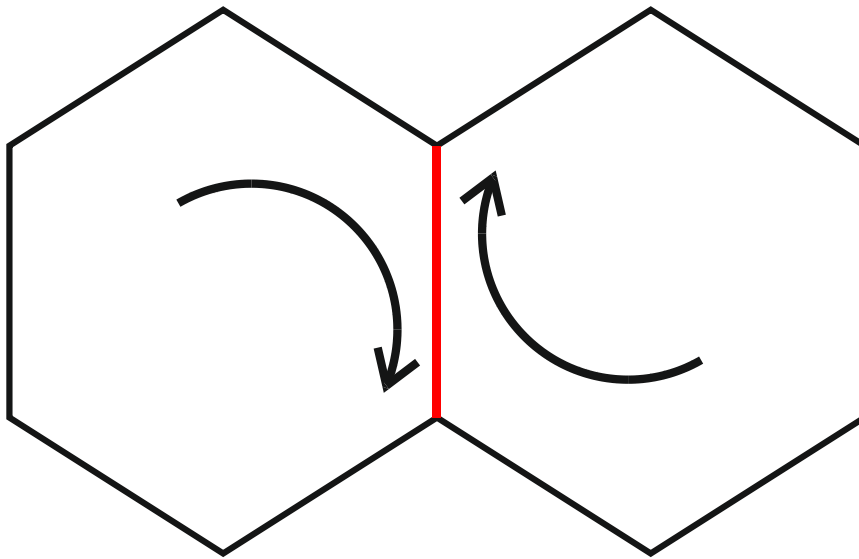


Рис. 2.8 – Ребро в двох фацетах

Якщо ребра виникають внаслідок накладання плоского трикутної сітки на гладку поверхню об'єкта, то вони називаються "уявними" і не будуть використовуватися в розрахунках. Потрібно враховувати лише ті ребра, які утворилися в результаті реального згину гладкої поверхні об'єкта – "реальні" ребра.

Для визначення реальних ребер пропонується наступний підхід:

- 1) створити список усіх ребер;
- 2) відсортувати список так, щоб кожний елемент списку мав інформацію про ребро та про унікальні ідентифікатори двох фацетів, до яких воно входить;

- 3) отримати кут між двома фацетами, до яких входить ребро. Для цього можна розрахувати кут між нормалями фацетів:

$$\alpha = \arccos(\vec{N}_{n1}, \vec{N}_{n2}) \quad (2.20)$$

4) залишити лише ті ребра, які є фізичними, тобто мають кут більше певного значення $\alpha > \alpha_b$. Типово обираємо $\alpha_b = \frac{\pi}{6}$.

Ребро вважається видимим, якщо хоч би один з фацетів, який його утворює, є видимим.

Розрахунок другої компоненти результуючого розсіяного поля у (2.6) виконується шляхом когерентного підсумування дифракційних полів розсіяння ребер об'єкта, що є видимими для РЛС з даного ракурсу спостереження.

Для оцінки дифракційного поля розсіяння плоского ребра використовується метод еквівалентних струмів, сутність якого полягає в розрахунку нерівномірної частини току, що тече уздовж ребра [44].

Для розрахунку цього поля вирішують задачу дифракції плоскої електромагнітної хвилі на клині (рис. 2.9) та враховують тільки нерівномірну складову. Строге рішення задачі дифракції електромагнітної хвилі на клині вперше було отримано Зоммерфельдом за допомогою методу розгалужених хвильових функцій [47]. Асимптотичний вираз для поля, що випромінюється нерівномірною частиною току на клині розглянуто у [10].

У [44] шляхом інтегрування уздовж контуру ребра довжиною L (рис. 2.10) отримано наступний вираз для розсіяного поля:

$$\dot{E}_{egde}(\vec{r}_s) = \frac{-\dot{f}_i \dot{f}_s \dot{u}_m e^{ik(R_i(1+\vec{v}_i \vec{r}_i) + R_s(1+\vec{v}_s \vec{r}_s))}}{2\pi R_i R_s \sin(\sin(\gamma_i)) \sin(\sin(\gamma_s))} (\vec{T}, \vec{e}_s) L \frac{\sin(\psi)}{\psi} e^{-i\psi}, \quad (2.21)$$

$$\vec{T} = (\vec{e}_i, \vec{t}) [\vec{r}_s, [\vec{r}_s, \vec{t}]] F + (\vec{h}_i, \vec{t}) [\vec{r}_s, \vec{t}] G, \quad (2.22)$$

де: $\psi = 0.5kq_x$, F, G - коефіцієнти дифракції відповідно для електричної та магнітної компонент падаючого поля, $\vec{t} = (1, 0, 0)$ - одиничний вектор, співпадаючий з віссю x , $\gamma_i = \arccos(-\vec{r}_i \vec{t})$, $\gamma_s = \arccos(\vec{r}_s \vec{t})$ - кути між направляючими векторами падаючої і відбитої хвиль та віссю x відповідно.

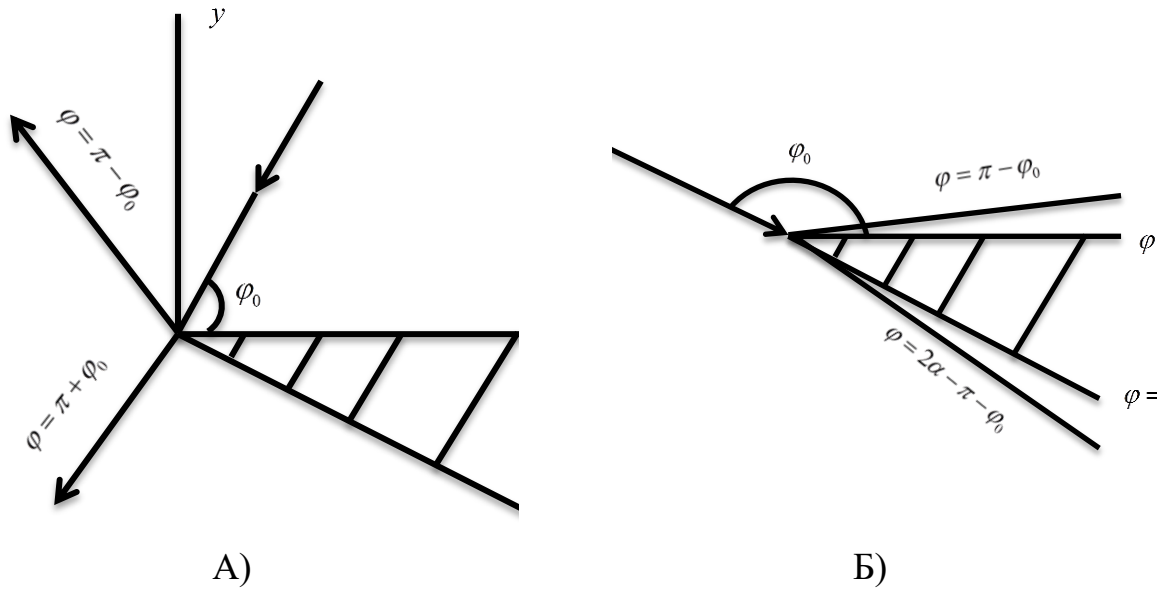


Рис. 2.9 . Дифракція плоскої хвилі на клині. Плоска хвиля освітлює: А) лише одну грань клину Б) обидві грані клину. α - зовнішній кут клину, φ_0 - кут падіння хвилі. Лінії $\varphi = \pi - \varphi_0$ та $\varphi = 2\alpha - \pi - \varphi_0$ - границі відбитих хвиль від першої та другої грані, $\varphi = \pi + \varphi_0$ - границя області тіні

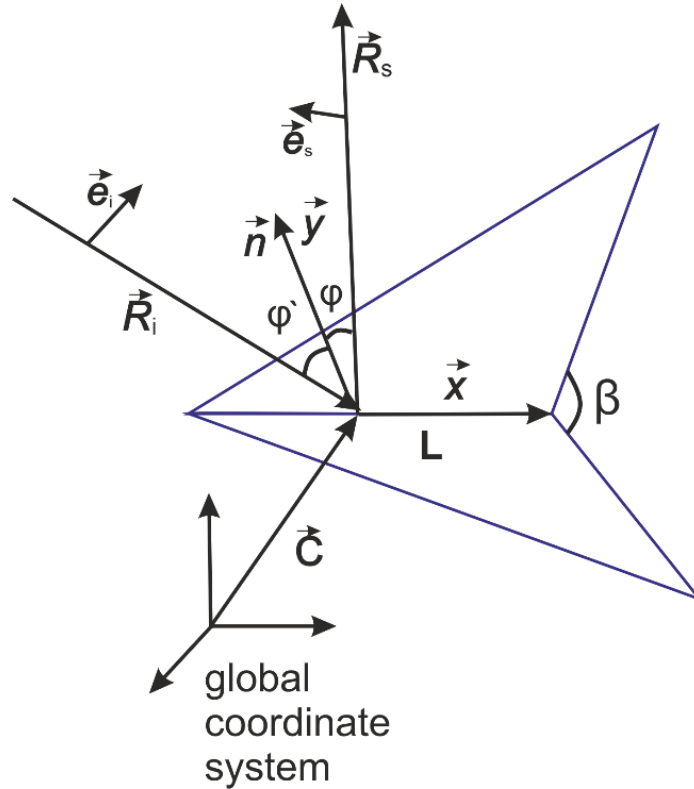


Рис. 2.10 Локальна система координат ребра

Аналогічно до (2.16) амплітуда поля, що розсіюється ребрами для дальньої зони запишеться у вигляді:

$$\begin{aligned} \dot{E}_{egde}(\vec{r}_s) &= E_{egde0}(\vec{r}_s) \frac{e^{(2ikR)}}{R^2}, \\ \dot{E}_{egde0}(\vec{r}_s) &= \frac{-\dot{f}_i \dot{f}_s \dot{u}_m}{2\pi \sin(\sin(\gamma_i)) \sin(\sin(\gamma_s))} (\vec{T}, \vec{e}_s) L \frac{\sin(\psi)}{\psi} e^{-i\psi}, \end{aligned} \quad (2.23)$$

Коефіцієнти F, G визначено у [57]:

$$\begin{aligned} F &= f^1 - f^0, \\ G &= g^1 - g^0, \end{aligned} \quad (2.24)$$

де f^1, g^1 визначаються як

$$\begin{aligned} f^1 &= \frac{\sin \frac{\pi}{n}}{n} \left(\frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\varphi - \varphi_0}{n}} - \frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\varphi + \varphi_0}{n}} \right), \\ g^1 &= \frac{\sin \frac{\pi}{n}}{n} \left(\frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\varphi - \varphi_0}{n}} + \frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\varphi + \varphi_0}{n}} \right), \\ n &= \frac{\alpha}{\pi}, \end{aligned} \quad (2.25)$$

f^0, g^0 визначаються для двох випадків:

1. Коли освітлена лише одна грань клину:

$$\begin{aligned} f^0 &= \frac{\sin \varphi_0}{\cos \varphi + \cos \varphi_0}, \\ g^0 &= -\frac{\sin \varphi}{\cos \varphi + \cos \varphi_0}. \end{aligned} \quad (2.26)$$

2. Коли освітлені обидві грані клину:

$$\begin{aligned} f^0 &= \frac{\sin \varphi_0}{\cos \varphi + \cos \varphi_0} + \frac{\sin(\alpha - \varphi_0)}{\cos(\alpha - \varphi) + \cos(\alpha - \varphi_0)}, \\ g^0 &= -\frac{\sin \varphi}{\cos \varphi + \cos \varphi_0} - \frac{\sin(\alpha - \varphi)}{\cos(\alpha - \varphi) + \cos(\alpha - \varphi_0)}. \end{aligned} \quad (2.27)$$

При кутах $\varphi = \pi - \varphi_0$ та $\varphi = 2\alpha - \pi - \varphi_0$ функції f^0, g^0, f^1, g^1 обертаються в нескінченність, в той час, коли F, G залишаються скінченними. Згідно з формулами (2.24)-(2.27) маємо:

$$F = \frac{\frac{1}{n} \frac{\sin \frac{\pi}{n}}{n}}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\varphi - \varphi_0}{n}} + 0.5 \operatorname{ctg} \varphi_0 + \frac{0.5}{n} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{n},$$

$$G = \frac{\frac{1}{n} \frac{\sin \frac{\pi}{n}}{n}}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\varphi - \varphi_0}{n}} + 0.5 \operatorname{ctg} \varphi_0 - \frac{0.5}{n} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{n},$$
(2.28)

при $\varphi = \pi - \varphi_0$ та $\varphi_0 < \alpha - \pi$;

$$F = \frac{\frac{1}{n} \frac{\sin \frac{\pi}{n}}{n}}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\varphi - \varphi_0}{n}} + 0.5 \operatorname{ctg} \varphi_0 + \frac{0.5}{n} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{n} - \frac{\sin(\alpha - \varphi_0)}{\cos(\alpha - \varphi) + \cos(\alpha - \varphi_0)},$$

$$G = \frac{\frac{1}{n} \frac{\sin \frac{\pi}{n}}{n}}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\varphi - \varphi_0}{n}} + 0.5 \operatorname{ctg} \varphi_0 - \frac{0.5}{n} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{n} + \frac{\sin(\alpha - \varphi)}{\cos(\alpha - \varphi) + \cos(\alpha - \varphi_0)},$$
(2.29)

при $\varphi = \pi - \varphi_0$ та $\alpha - \pi < \varphi_0 < \pi$;

$$F = -\frac{\frac{1}{n} \frac{\sin \frac{\pi}{n}}{n}}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\varphi - \varphi_0}{n}} + 0.5 \operatorname{ctg} \varphi_0 - \frac{0.5}{n} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{n},$$

$$G = \frac{\frac{1}{n} \frac{\sin \frac{\pi}{n}}{n}}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\varphi - \varphi_0}{n}} - 0.5 \operatorname{ctg} \varphi_0 - \frac{0.5}{n} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{n},$$
(2.30)

при $\varphi = \pi + \varphi_0$ та $\varphi_0 < \alpha - \pi$.

Кут $\varphi = \pi + \varphi_0$ при $\alpha - \pi < \varphi_0 < \pi$ відповідає куту всередині клину і тому не представляє інтересу. У напрямку дзеркально-відбитого променя

$\varphi = 2\alpha - \pi - \varphi_0$ при $\alpha - \pi < \varphi_0 < \pi$ функції F, G визначаються наступним чином:

$$F = -\frac{\frac{1}{n} \sin \frac{\pi}{n}}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\varphi - \varphi_0}{n}} + 0.5 \operatorname{ctg}(\alpha - \varphi_0) + \frac{0.5}{n} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{n} - \frac{\sin \varphi_0}{\cos \varphi + \cos \varphi_0},$$

$$G = \frac{\frac{1}{n} \sin \frac{\pi}{n}}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\varphi - \varphi_0}{n}} - 0.5 \operatorname{ctg}(\alpha - \varphi_0) - \frac{0.5}{n} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{n} + \frac{\sin \varphi}{\cos \varphi + \cos \varphi_0}.$$
(2.31)

Також формули визначення F, G мають особливість при $\varphi = \pi \pm \varphi_0$, $\varphi_0 = 0, \pi$ та $\varphi = 2\alpha - \pi - \varphi_0$, $\varphi_0 = \alpha - \pi$. В цьому випадку кут спостереження співпадає з напрямком поширення хвилі вздовж однієї з граней клина [57].

Для оцінки наступних компонент повного розсіяного поля (2.6) в даний час існує цілий ряд моделей, що відрізняються межами застосування, що обумовлюється типами фонових утворень, їх геометричними формами, походженням, електродинамічними параметрами, умовами спостереження і необхідним рівнем точності обчислень [44], [48], [49], [50].

Щоб оцінити внесок розсіювання поля плоскої частини об'єкта та ребер до загального розсіяного поля, розглянемо розсіювання плоскої електромагнітної хвилі на призмі (рис. 2.11).

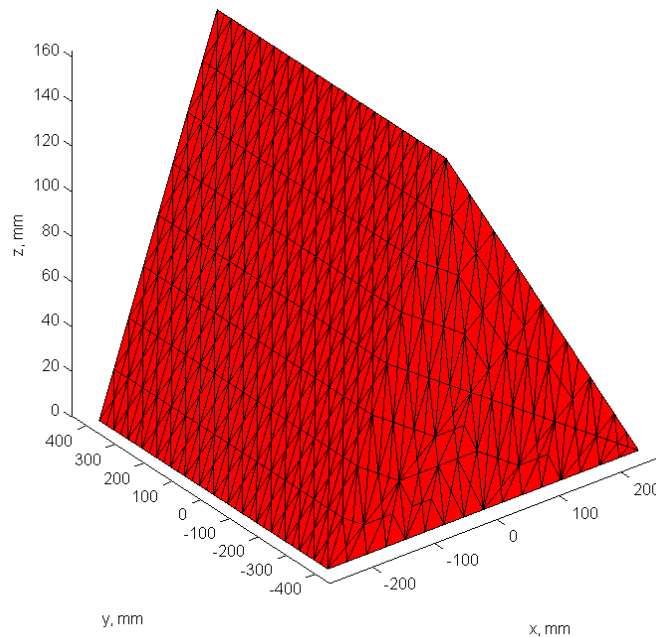


Рис. 2.11 Досліджувана призма

Основа призми - чотирикутник зі сторонами 50 см (вздовж осі X) і 80 см (вздовж осі Y). Бічна грань - це трикутник зі сторонами 25 см (для негативних X), 35 см (для позитивних X) та 50 см (основа). При розрахунку розсіювання поля на призмі враховується розсіювання на ребрах.

Моностатичне сканування виконується в площині XZ, а поляризація вздовж площини вертикальна. Взаємне розташування вектора падаючої площини електромагнітної хвилі та векторів електромагнітного поля для вертикальної та горизонтальної поляризації показано на рис.2.12. Довжина хвилі падаючого випромінювання дорівнює 3 см.

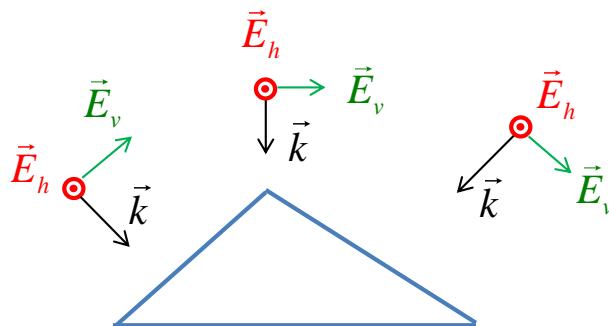


Рис. 2.12 Напрямок вертикальної \vec{E}_v та горизонтальної \vec{E}_h поляризації вектора напруженості електричного поля для різних напрямів опромінення

На рис. 2.13 показана залежність ЕПР призми від кута θ сферичної системи координат. Тут випадок $\theta=0$ відповідає падінню з напрямку $-\vec{z}_0$. Випадки $\theta=\pm 180^\circ$ відповідають напрямку \vec{z}_0 . На рис. 2.13 показана залежність ЕПР призми в дБ від m^2 . Чорна крива відповідає фізико-оптичній складовій розсіяного поля, розсіювання на ребрах не враховується, а поверхня призми вважається ідеально провідною. Таким чином, маркери 1-4 відповідають дзеркальному відбиттю трьох прямокутних граней призми, і рівень чорної кривої для цих кутів дорівнює ЕПР прямокутної пластини з відповідною площею $\sigma = 4\pi S^2 / \lambda^2$. Перший і четвертий маркери відповідають відбиттю від нижньої сторони, оскільки $\theta=180^\circ$ та $\theta=-180^\circ$ насправді це однакові кути, а другий і третій маркери представляють собою напрямки дзеркального відбиття бічних чотирикутних граней призми і розташовані при $\theta_1 = -40.536^\circ$ і $\theta_2 = -27.66^\circ$ відповідно.

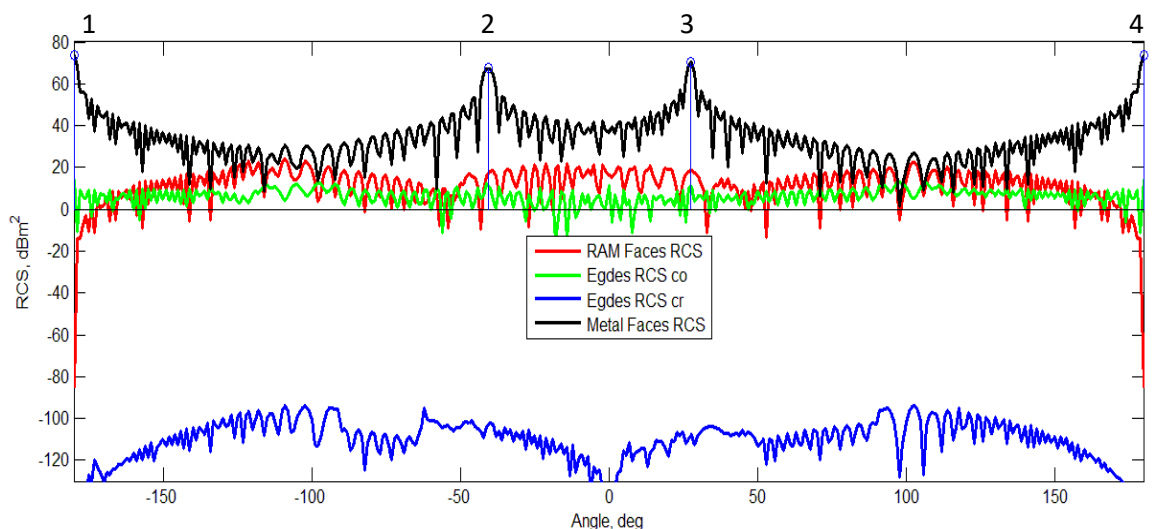


Рис. 2.13 ЕПР призми, зображеної на рис.2.11

Червона крива також є фізико-оптичною складовою розсіяного поля, але в цьому випадку поверхня призми покрита радіопоглинаючим матеріалом (про особливості врахування цієї складової буде описано в наступних розділах).

Як РПМ використовувався штучний матеріал з $\varepsilon' = 1 + 5j$, $\mu' = 1 + 5j$, що запропоновано у [51]. Речовина з такими параметрами моделює так званий

ідеальний РПМ, оскільки її імпеданс дорівнює імпедансу вільного простору Z_0 ($Z = Z_0 \sqrt{\mu' / \varepsilon'}$) і тому має коефіцієнт відбиття $R = 0$ для нормального кута падіння хвилі. Тому, якщо використовуються реальні РПМ, розсіяне поле матиме більшу амплітуду ніж для ідеального РПМ, проте ЕПР у цьому випадку не перевищить рівень відбиття від металевої призми (чорна крива). Зелена і синя криві рис. 2.13 показують ЕПР, що утворюється полем, розсіяному на ребрах призми в вертикальній поляризації (ко-поляризація) та в горизонтальній поляризації (крос-поляризація) відповідно.

Слід зазначити, що розсіяне при крос-поляризації поле має значно меншу амплітуду і дуже незначне в порівнянні з розсіюванням від країв при ко-поляризації. Поля розсіяні краями при ко-поляризації мають значення, близько 10 дБ для всіх кутів. Однак це значення помітно нижче (різниця становить 20-50 дБ для різних кутів) поля, розсіяного на металевій призмі (чорна крива), і лише для деяких кутів близьке до відбиття з використанням ідеального РПМ (для більшості кутів візування відбиття від країв нижче на 10 дБ).

2.3.3. Перевідбиття між різними частинами об'єкта

Для обчислення $\dot{E}_{\text{re-reflection}}$ в (2.6) ми розглядаємо випадок, коли основна частина енергії відбитої хвилі поширюється у напрямку об'єкта, тобто відбувається повторне відбиття хвилі, (див рис. 2.14).

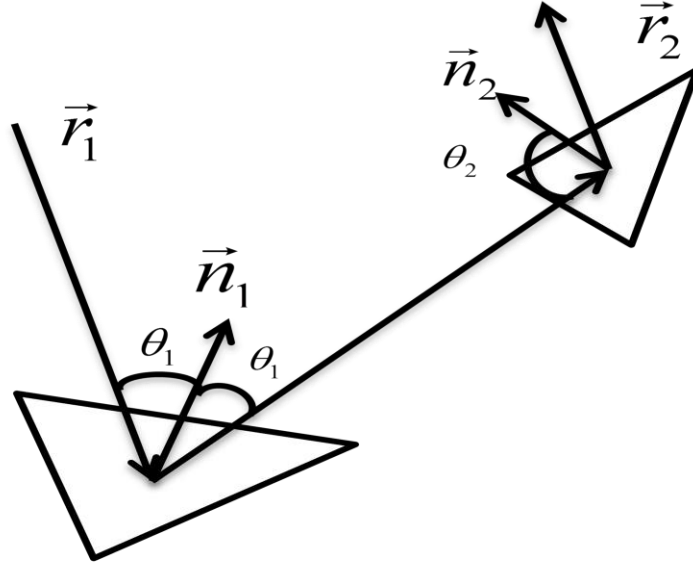


Рис. 2.14 Схема перевідбиття

Відповідно до першого закону Снеліуса падаюча на перший фацет хвиля на під кутом падіння θ_1 відбивається під тим самим кутом і падає на інший фацет під кутом падіння θ_2 . Нехай відстань між гранями дорівнює R_{12} .

Тоді поле, розсіяне другим фацетом у напрямку спостереження, визначається аналогічно до (2.14), (2.16), але з урахуванням зміни фази ($e^{ikR_{12}}$)

) між двома фацетами та множника $\frac{\cos(\theta_1)S_1}{\cos(\theta_2)S_2}$:

$$\vec{E}_{\text{re-reflection0}}(\vec{r}_s) = \frac{\dot{u}_m e^{ik(\vec{r}_i \vec{M} + \vec{r}_s \vec{M} + R_{12})}}{4\pi} \frac{\cos(\theta_1)S_1}{\cos(\theta_2)S_2} \frac{\vec{T}}{|\vec{q}_\perp|^2} \sum_{i=1}^3 \dot{D}_i, \quad (2.32)$$

$$\dot{E}_{\text{re-reflection}}(\vec{r}_s) = \dot{E}_{\text{re-reflection0}}(\vec{r}_s) \frac{e^{2ikR}}{R^2}.$$

У випадку моностатичної радіолокації для дальньої зони ($R_1 = R_2 \gg d$, d - характерні розміри елементів) можна записати розсіяне поле у вигляді:

$$\dot{E}_m(\vec{r}_s) = E_0(\vec{r}_s) \frac{e^{(2ikR)}}{R^2}, \quad (2.33)$$

2.3.4. Врахування підстильної поверхні

Для комплексної оцінки помітності об'єкта необхідно розраховувати його ДЗР на різних типах підстильної поверхні. При цьому різні типи підстильної поверхні в межах даної моделі описуються двома параметрами:

1) зворотним розсіюванням, обумовленим дифузним розсіюванням на неоднорідної поверхні. Це розсіювання створює «фон», на якому необхідно виявити об'єкт, і не бере участі в розрахунку ДЗР об'єкта;

2) дзеркальним відбиттям, що впливає на зворотне розсіювання від об'єкта за рахунок відбиття променів між об'єктом і поверхнею.

Перший з цих параметрів ми описуємо за допомогою питомої ЕПР зворотного розсіювання підстильної поверхні σ_{spec} [dB]. Другий параметр можна задати трьома різними способами:

1) задати діелектричну проникність півпростору, на якій розташований об'єкт;

2) задати комплексний коефіцієнт відбиття від поверхні для заданого кута падіння і поляризації, він розраховується за формулами Френеля;

3) задати поверхневий імпеданс площині, який буде для заданого кута падіння створювати таке ж відбиття (тобто такий же комплексний коефіцієнт відбиття), як і інші два способи.

Перший спосіб використовується для отримання вхідних даних, такі поверхні в літературі описуються значенням ефективної комплексної діелектричної проникності, яка залежить від складу і вологості ґрунту. Наприклад, для бетону діелектрична проникність $\varepsilon = 5.5$, для піщаного ґрунту при вологості 4.3% на частоті $f = 3 \text{ ГГц}$ діелектрична проникність становитиме $\varepsilon \approx 3.7 + 0.18j$, а при вологості 24.3% на тій самій частоті діелектрична проникність вже складе $\varepsilon \approx 15 + 3j$ [52]. Третій спосіб може зокрема використовуватись для завдання підстильної поверхні в програмах електродинамічного моделювання. Другий варіант є проміжним, необхідним

для переходу від першого до третього та для інтерпретації результатів, як буде показано нижче.

Розрахунок ДЗР об'єкта в зазвичай займає чимало часу (99% від загального часу розрахунку помітності), при цьому для кожного типу підстильної поверхні (для різних ε) необхідно встановити нове значення імпедансу підстильної поверхні і заново виконувати тривале моделювання.

Для оптимізації цього процесу, можливості аналізу ДЗР для діапазону значень діелектричної проникності підстильної поверхні (наприклад, для заданого діапазону зміни вологості ґрунту), а також для використання додаткових можливостей інтерпретації результатів розрахунку ДЗР з метою виявлення конструктивних особливостей, що впливають на помітність об'єкта, пропонується використовувати наступну схему розрахунку на основі декомпозиції відбитого поля. Поле, розсіяне на об'єкті, розташованому над площиною з коефіцієнтом відбиття R , можна умовно розділити на наступні компоненти (див. рис. 2.15) :

- 1) промені, які падають на об'єкт і відбиваються ним у зворотному напрямку;
- 2) промені, які падають на об'єкт, відбиваються ним в напрямку підстильної поверхні і відбиваються від неї в напрямку на приймач;
- 3) промені, які падають на підстильну поверхню, відбиваються від неї на об'єкт і відбиваються об'єктом в напрямку на приймач;
- 4) промені, які падають на підстильну поверхню, відбиваються від неї на об'єкт, потім відбиваються об'єктом в напрямку підстильної поверхні і відбиваються від неї в напрямку на приймач.

Відбите поле E_0 , створюване променями з 1), не взаємодіє з підстильною поверхнею, тому ця частина поля не залежить від коефіцієнта відбиття від поверхні. Відбите поле E_1 , створюване променями, описаними в пунктах 2) та 3) взаємодіє з підстильною поверхнею один раз, отже воно буде пропорційним коефіцієнту відбиття R . Поле E_2 , що створюється променями

з пункту 4), взаємодіятиме з підстильною поверхнею двічі і його внесок буде квадратично залежати від коефіцієнта відбиття R . Таким чином, фактично відбите поле представляється у вигляді ряду за ступенем коефіцієнта відбиття R і враховуються лише ступені до 2 включно.

На рис. 2.15 схематично зображено описані випадки взаємодії. Таким чином, нехтуючи багаторазовими перевідбиттями між об'єктом і підстильною поверхнею, ми можемо вважати, що відбите поле залежить від коефіцієнта відбиття за наступним законом

$$\vec{E}(R) = \vec{E}_0 + R \cdot \vec{E}_1 + R^2 \cdot \vec{E}_2. \quad (2.34)$$

Так як підстильна поверхня передбачається нескінченною плоскою, то внесок в розсіяне поле даватимуть лише промені, що взаємодіють з поверхнею під кутами, що відповідають куту місця радара, тому в разі залежності коефіцієнту відбиття від кута (наприклад, за формулами Френеля), у формулі буде фігурувати коефіцієнт відбиття, що відповідає куту падіння (куту місця радара).

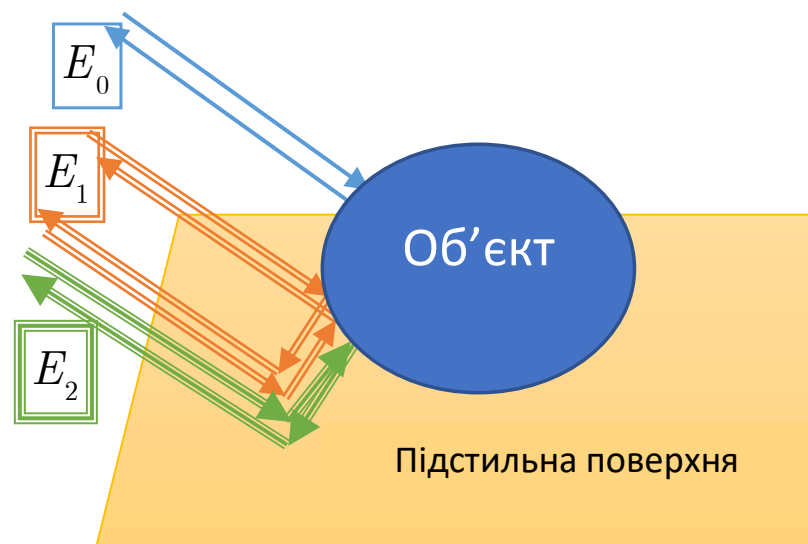


Рис. 2.15 До розрахунку відбиття від об'єкта розташованого над підстильною поверхнею

Далі, ми можемо провести електромагнітне моделювання розсіяння хвиль на об'єкті для трьох випадків:

1) об'єкт у вільному просторі (немає підстильної поверхні), результат моделювання - комплексна величина розсіяного поля \vec{E}_A ;

2) об'єкт над металевою поверхнею (ідеальний електричний провідник (PEC)), поверхневий імпеданс дорівнює нулю, коефіцієнт відбиття $R = -1$), результат моделювання - комплексна величина розсіяного поля \vec{E}_M ;

3) об'єкт над поверхнею з нескінченним опором (ідеальний магнітний провідник (PMC), коефіцієнт відбиття $R = 1$), результат моделювання - комплексна величина розсіяного поля \vec{E}_∞ .

Із результатів такого моделювання можна отримати всі три компоненти розсіяного поля (див табл. 2.1).

Таблиця 2.1

Компоненти розсіяного поля для моделі (2.34).

Матеріал підстильної поверхні	Поверхневий імпеданс	Коефіцієнт відбиття	Компонента розсіяного поля
Підстильна поверхня відсутня	-	$R = 0$	$\vec{E}_A = \vec{E}_0$
Ідеальний провідник	$Z_s = 0$	$R = -1$	$\vec{E}_M = \vec{E}_0 - \vec{E}_1 + \vec{E}_2$
Ідеальний магнетик	$Z_s = \infty$	$R = 1$	$\vec{E}_\infty = \vec{E}_0 - \vec{E}_1 + \vec{E}_2$

Використовуючи дані з табл. 2.1, можна отримати формули, що дозволяють перерахувати поле з (2.34) через \vec{E}_A , \vec{E}_M та \vec{E}_∞ :

$$\begin{aligned}
 \vec{E}_0 &= \vec{E}_A; \\
 \vec{E}_1 &= 0.5(\vec{E}_\infty - \vec{E}_M); \\
 \vec{E}_2 &= 0.5(\vec{E}_\infty + \vec{E}_M) - \vec{E}_A.
 \end{aligned}
 \tag{2.35}$$

Таким чином, провівши три моделювання ми отримуємо результати, які дозволяють нам перерахувати ДЗР для довільної підстильної поверхні.

Для зниження обчислювального навантаження можна обмежитися тільки двома складовими в (2.34), при цьому досить провести моделювання для об'єкта у вільному просторі і над металевою підстильною поверхнею (дивись табл. 2.2):

$$\vec{E}(R) \approx \vec{E}_0 + R \cdot \vec{E}'_1.
 \tag{2.36}$$

В цьому випадку для оцінки компоненти E'_1 можна записати:

$$\begin{aligned}
 \vec{E}_0 &= \vec{E}_A; \\
 \vec{E}'_1 &= \vec{E}_A - \vec{E}_M.
 \end{aligned}
 \tag{2.37}$$

Таблиця 2.2

Компоненти розсіяного поля для моделі (2.36).

Матеріал підстильної поверхні	Поверхневий імпеданс	Коефіцієнт відбиття	Компонента розсіяного поля
Підстильна поверхня відсутня	-	$R = 0$	$\vec{E}_A = \vec{E}_0$
Ідеальний провідник	$Z_s = 0$	$R = -1$	$\vec{E}_M = \vec{E}_0 - \vec{E}'_1$

Різниця між наближенням (2.36) і більш точним (2.34) визначається як коефіцієнтом відбиття (по модулю завжди меншим одиниці), так і рівнем компоненти E_2 відбиття:

$$\begin{aligned} E'(R) &\approx E_0 + R \cdot (E_A - E_M) = E_0 + R \cdot (E_1 - E_2) \\ E(R) &= E_0 + R \cdot E_1 + R^2 \cdot E_2 \\ E - E' &= E_2 R(1 + R). \end{aligned} \quad (2.38)$$

Програма моделювання дозволяє задавати поверхні або у вигляді ідеального провідника, або у вигляді імпедансної поверхні, на якій виконуються імпедансні граничні умови для тангенціальних компонент повного поля:

$$\vec{E}_\tau = Z_s [\vec{n} \times \vec{H}_\tau]. \quad (2.39)$$

Зокрема, при $Z = 0$ отримуємо граничну умову на ідеальному провіднику $\vec{E}_\tau = 0$, а при $Z = \infty$ отримуємо $\vec{H}_\tau = 0$, що відповідає граничній умові на «ідеальному магнітному провіднику». Коефіцієнт відбиття від імпедансної площини в залежності від кута для паралельної (вертикальної) і перпендикулярній (горизонтальній) поляризації обчислюється за формулами:

$$R_{\parallel} = \frac{Z_s - Z_0 \cos \theta}{Z_s + Z_0 \cos \theta} \quad R_{\perp} = \frac{Z_s \cos \theta - Z_0}{Z_s \cos \theta + Z_0}, \quad (2.40)$$

де θ — кут падіння (що відповідає куту місця радару). Зворотні до них формули дозволяють за коефіцієнтом відбиття і кутом падіння отримати відповідний поверхневий імпеданс:

$$Z_s = Z_0 \cos \theta \frac{1 + R_{\parallel}}{1 - R_{\parallel}} \quad Z_s = \frac{Z_0}{\cos \theta} \frac{1 + R_{\perp}}{1 - R_{\perp}}. \quad (2.41)$$

Ці формули для імпедансної поверхні дещо відрізняються від формул Френеля, в яких біля імпедансу діелектричного напівпростору стоїть косинус кута заломлення:

$$R_{\parallel} = \frac{Z \cos \varphi - Z_0 \cos \theta}{Z \cos \varphi + Z_0 \cos \theta}, \quad R_{\perp} = \frac{Z \cos \theta - Z_0 \cos \varphi}{Z \cos \theta + Z_0 \cos \varphi}, \quad (2.42)$$

$$\cos \varphi = \sqrt{1 - (\varepsilon \mu)^{-1} \sin^2 \theta}, \quad Z = Z_0 \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}, \quad Z_0 \approx 120\pi [\Omega].$$

Таким чином, задавши діелектричну проникність ґрунту ми за формулами (2.42) розраховуємо коефіцієнт відображення (для заданої поляризації і кута місця радара), далі ми можемо:

1) або ж розрахувати за формулами (2.41) відповідний поверхневий імпеданс, задати його імпедансну площину, що моделює підстильну поверхню із таким імпедансом і провести моделювання, отримавши як результат ДЗР об'єкта на підстильній поверхні із заданими властивостями;

2) або ж отриманий коефіцієнт підставити в формулу (2.34) або (2.36) й отримати ДЗР для об'єкта над підстильною поверхнею із заданими властивостями на основі раніше розрахованих ДЗР для об'єкта у вільному просторі і об'єкта над ідеальним електричним / магнітним провідником.

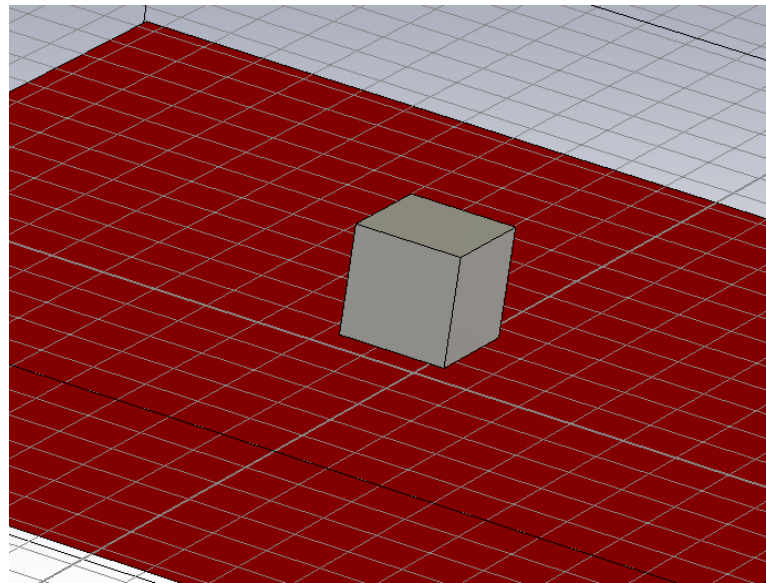


Рис. 2.16 Металевий куб над імпедансною площиною

Якщо запропонований підхід вірний, то отримані ДЗР повинні співпадати. В якості тестового випадку було розглянуто металевий куб (ребро куба 1 м, куб розташовано на висоті 30 см над площиною $Z = 0$, див. рис 2.16).

Моделювання проводиться для різних азимутальних кутів, при куті місця 40 градусів від вертикалі, довжина хвилі 10 см, горизонтальна поляризація.

Було проведено електродинамічне моделювання для 3-х випадків:

1) Розраховується поле, відбите тільки від куба, підстильна поверхня не враховується. Таким чином отримане поле \vec{E}_0 ;

2) Розраховується поле \vec{E}_M , відбите від куба, розташованого над металевою підстильною поверхнею. Таким чином виходить поле

3) Розраховується поле \vec{E}_Z , відбите від куба, розташованого над імпедансною (поверхневий імпеданс $Z_s = 50 \text{ Ом}$) підстильної поверхнею. Таким чином виходить поле

В останньому випадку поле \vec{E}_Z можна також обчислити за формулою (2.34). На рис. 2.17 показано відмінний збіг розрахованих двома способами ДЗР.

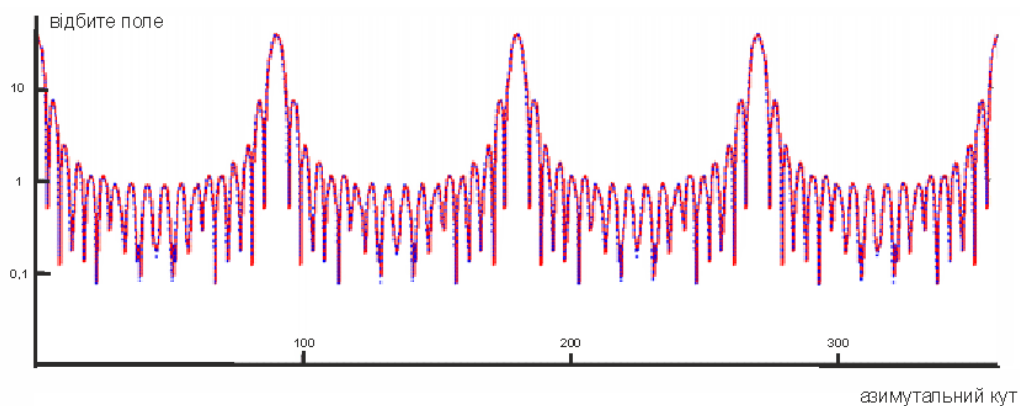


Рис. 2.17 Діаграма зворотного розсіювання для металевого куба над імпедансною площиною.

2.3.5. Моделювання покриття

Зменшення радіолокаційної помітності є важливою задачею при створенні нових наземних чи літальних апаратів. Для цієї мети часто використовують радіопоглинаючі матеріали (РПМ) та радіопоглинаючі покриття (РПП) [29]. Для моделювання розсіяння електромагнітної хвилі на

об'єкти з РПП необхідно модернізувати формули (2.14), (2.18). Для об'єктів з багат шаровим покриттям коефіцієнти Френеля мають вигляд (див у [54]):

$$F_v = \frac{Z_{in} / \cos(\theta') - Z_0 / \cos(\theta)}{Z_{in} / \cos(\theta') + Z_0 / \cos(\theta)},$$

$$F_h = \frac{Z_0 \cos(\theta) - Z_{in} \cos(\theta')}{Z_0 \cos(\theta) + Z_{in} \cos(\theta')},$$
(2.43)

де Z_{in} - вхідний імпеданс багат шарового покриття, θ' - кут заломлення, що визначається у відповідності до закону заломлення:

$$n_1 \sin(\theta) = n_2 \sin(\psi). \quad (2.44)$$

Вхідний імпеданс Z_{in} для довільного числа шарів (дивись рис. 2.18) можна визначити, використовуючи наступну рекурентну формулу:

$$Z_{in}^n = \frac{Z_{in}^{n-1} - iZ_n \operatorname{tg}(k_{nz} d_n)}{Z_n - iZ_{in}^{n-1} \operatorname{tg}(k_{nz} d_n)} Z_n,$$

$$Z_{in}^1 = Z_1,$$
(2.45)

де $Z_n = \sqrt{\frac{\mu_n}{\varepsilon_n}}$ - імпеданс n -го шару, $k_{nz} = k \cos(\theta)$ - поздовжнє хвильове число, d_n - товщина n -го шару.

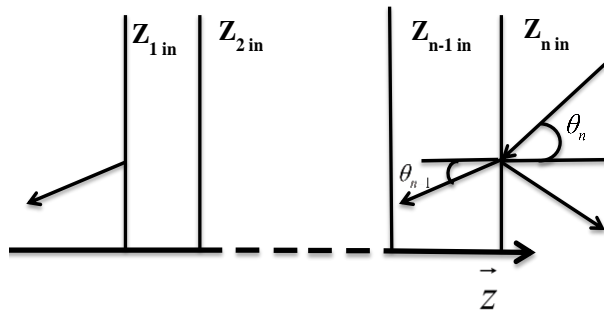


Рис. 2.18. Дифракція на багат шаровому покритті

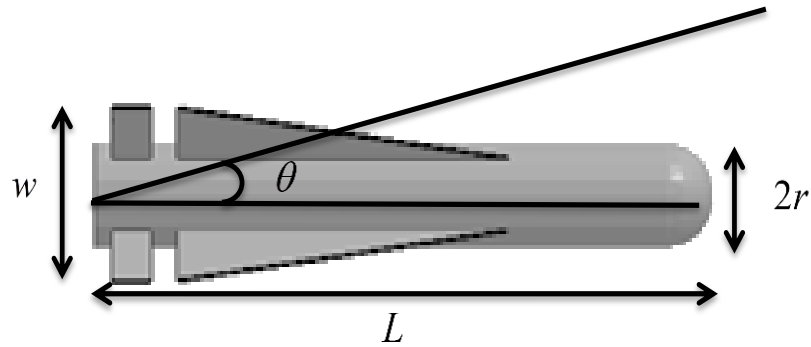


Рис. 2.19. Модель ракети AGM-65

Покриття було змодельовано на об'єкті складної форми. У якості такого об'єкту було вибрано модель ракети AGM-65, зображеної на рис.2.19, із розмірами: довжина $L = 2.5$ м, радіус $r = 304$ мм, розмах крила $w = 719$ мм.

Поверхню об'єкту було представлено з використанням 1180 плоских трикутних фацетів. Матеріал моделі – ідеальний метал. Розрахована ЕПР ракети при куті падіння 90° дорівнює 400 м^2 , при цьому ЕПР циліндру з такою ж довжиною $l = 2.2$ м дорівнює $\sigma = 2\pi a l^2 / \lambda = 455.9 \text{ м}^2$. Отже ЕПР ракети досить схожа до ЕПР циліндру тієї ж довжини. Для тестування поглинаючих властивостей модель було оснащено багат шаровим покриттям. Як таке покриття обрано тришарове покриття з параметрами, наведеними у табл. 2.3.

Таблиця 2.3

Параметри тришарового покриття

Шар	ε	μ	d
Зовнішній	$1.6+1.1j$	$1.6+0.7j$	0.5 мм
Середній	$1.3+1.4j$	$1.6+1.8j$	2.5 мм
Внутрішній	$1.4+1.8j$	$1.3+1.8j$	4 мм

На рис. 2.20 показана розрахована діаграма зворотного розсіяння для моделі на довжині хвилі $\lambda = 10$ мм для горизонтальної поляризації з

радіопоглинаючим покриттям та без нього. Теоретичне зниження ЕПР при використанні розглянутого покриття було розраховане для випадку, коли хвиля падає по нормалі з повітря на багат шарову (чотиришарову) систему з параметрами, вказаними у табл. 2.3 і нижнім металевим шаром. В цьому випадку отримано поглинання на $\Delta = 15.5$ Дб від m^2

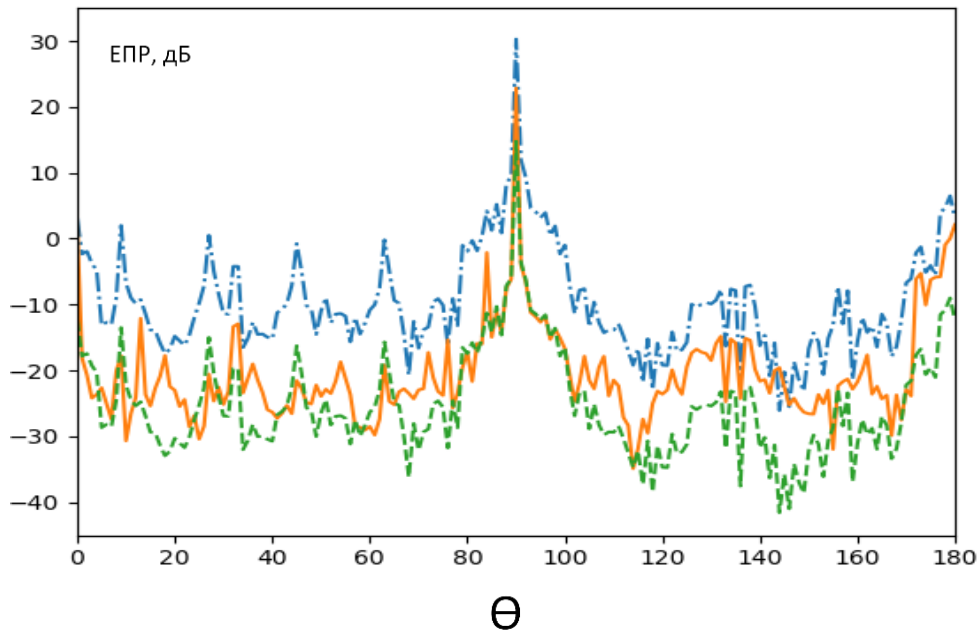


Рис. 2.20 Діаграма зворотного розсіяння в дБ від m^2 синя лінія - без покриття $\sigma_0(\theta)$, помаранчева - з тришаровим покриттям $\sigma(\theta)$, зелена - теоретичне зниження ЕПР з використанням цього покриття $\sigma_0(\theta) - \Delta$

2.4. ЕПР простих об'єктів

2.4.1. ЕПР трикутної пластини

У відповідності до описаного метода моделювання поверхні, складна поверхня може описуватись набором трикутників. Отже розрахуємо ЕПР трикутної пластини та порівнюємо результати з відомими аналітичним виразами.

Нехай на нескінченно тонку ідеально провідну пластину у формі рівнобедреного трикутника з основою $2a$ та висотою b при умові $a, b \gg \lambda$ у

напрямку, що визначається кутами φ, θ падає плоска лінійно поляризована хвиля (рис 2.21). Для $\varphi = \theta = 0$ (нормальне падіння), то для моностатичної ЕПР незалежно від поляризації маємо максимальне значення ЕПР [44]:

$$\sigma_m = \frac{4\pi a^2 b^2}{\lambda^2}. \quad (2.46)$$

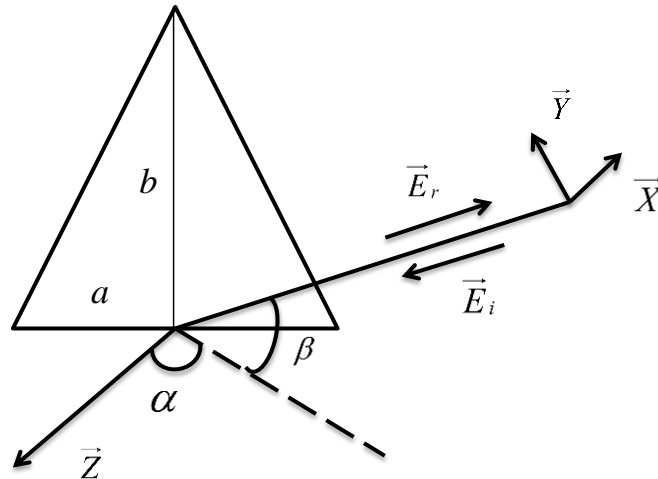


Рис. 2.21. Падіння електромагнітної хвилі на трикутну пластину

Для просторової моностатичної індикатриси розсіяння трикутної пластини маємо вираз (2.19).

Порівняння результатів моделювання з теорією для рівнобедреного трикутника з основою $2a = 2$ см та висотою $b = 1$ см на різних довжинах хвилі наведено на рис. 2.22. Помилка змодельованих даних у порівнянні з аналітичним виразом становить величину порядку 10^{-12} дБ.

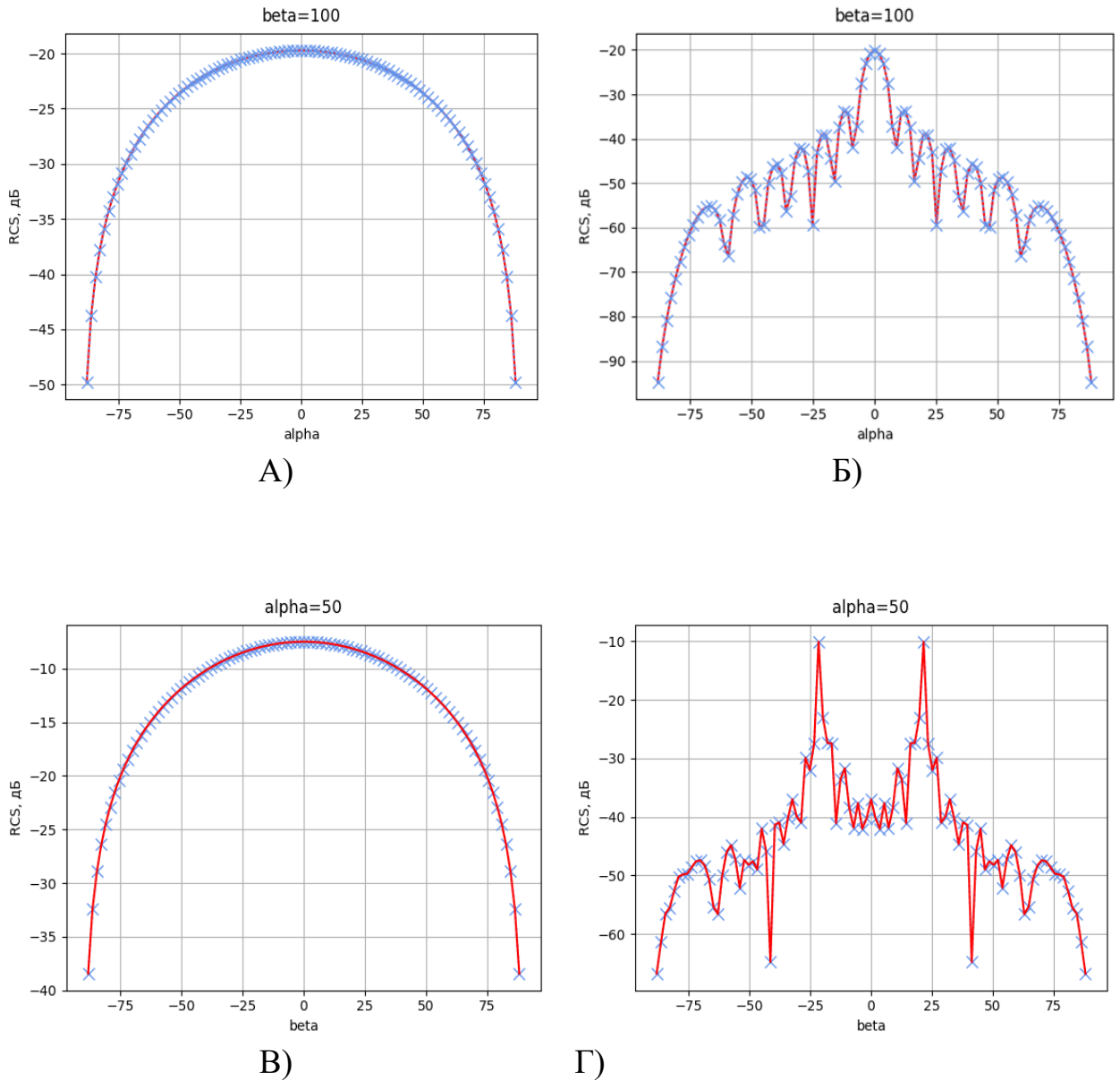


Рис. 2.22 Діаграми розсіяння трикутника з основою $2a = 2$ см та висотою $b = 1$ см на довжині хвилі А),В) 10 см, Б),Г) 0,1 см. При фіксованих кутах: А),Б)- β ; В),Г)- α суцільна лінія – теоретичні дані, хрестики – змодельовані дані

2.4.2. ЕПР сфери

Задачу про розсіяння плоскої електромагнітної хвилі на сфері розв'язано найбільш повно порівнюно з усіма іншими тілами простої форми. Одними із

перших, хто досліджував це питання були Шварцшильд, Мі та Дебай [24]. Ця задача має особливо велике значення для радіолокації, тому що сфера – це одно із тіл простої форми, для якого задача вирішена абсолютно точно, тому сферу часто використовують як еталон ЕПР. Сфера – всенаправлений відбивач як для моностатичного так і для бістатичного режимів [44], тобто величина відбитого поля не залежить від кута спостереження.

У короткохвильовій області (радіус сфери значно більший за довжину хвилі) ЕПР сфери визначається як:

$$\sigma = \pi a^2. \quad (2.47)$$

Порівняння результатів моделювання із теорією для сфери корисно для оцінки вкладу гладкої поверхні. На рис. 2.23 приведена діаграма зворотного розсіяння ідеально провідної сфери радіусом 8 см та довжині хвилі 1 см. Поверхню сфери змодельовано за допомогою 19800 фацетів. Помилка змодельованих даних у порівнянні з аналітичним виразом становить величину порядку 10^{-3} дБ.

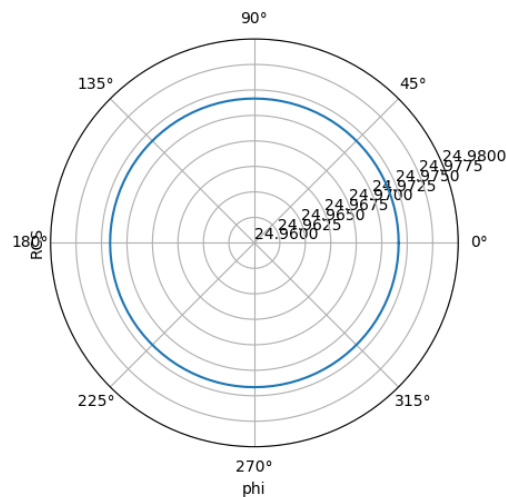


Рис 2.23 Діаграма зворотного розсіяння сфери радіусом 8 см та довжині хвилі $\lambda = 1\text{см}$, $\sigma = \pi a^2 \approx 24.97$ (дБ)

2.4.3. ЕПР циліндра

Радіолокаційні властивості циліндру набагато складніші ніж у сфери. Проте задачі розсіяння електромагнітної хвилі на циліндрі (рис. 2.24) присвячено велику кількість наукових робіт [46], [55], [56], [57]. Асимптотичне рішення отримано лише для нескінченного циліндру при падінні хвилі перпендикулярно твірним циліндру [56]:

$$\sigma_m = \frac{2\pi a l^2}{\lambda}. \quad (2.48)$$

Результати розрахунку ЕПР при нормальному падінні хвилі для циліндр висотою $l = 32\text{см}$, радіусом основи $a = 8\text{см}$ на довжині хвилі $\lambda = 3\text{см}$ наведено на рис. 2.25. Поверхню циліндру змодельовано за допомогою 43560 фацетів з лінійними розмірами близькими до $\frac{\lambda}{12}$.

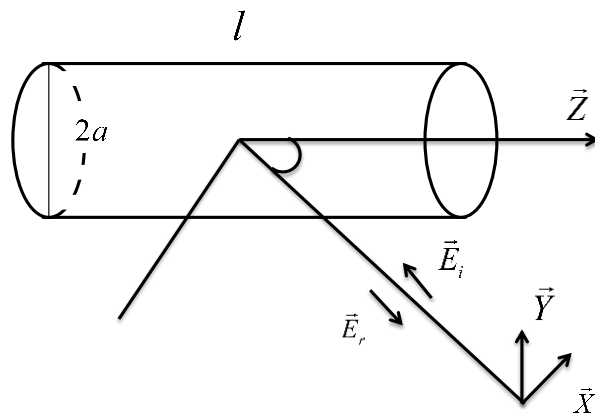


Рис. 2.24 Моностагічне розсіяння електромагнітної хвилі на циліндрі

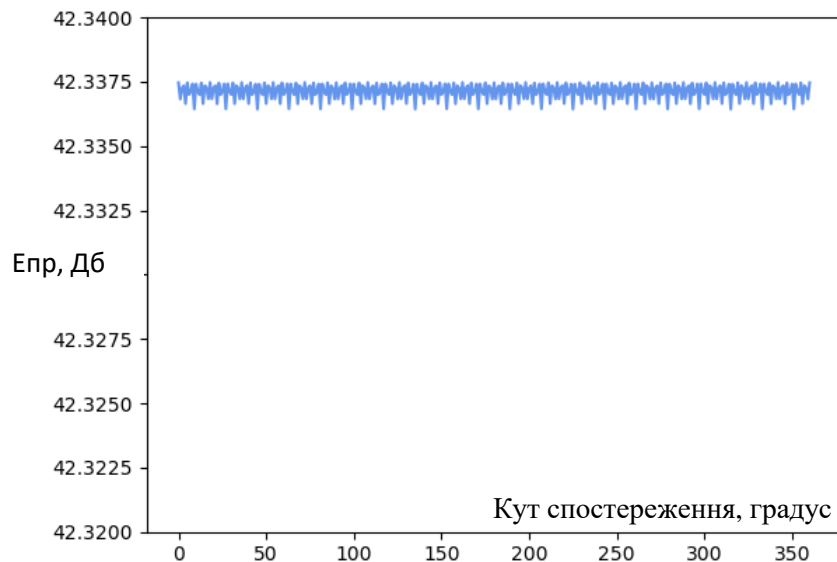
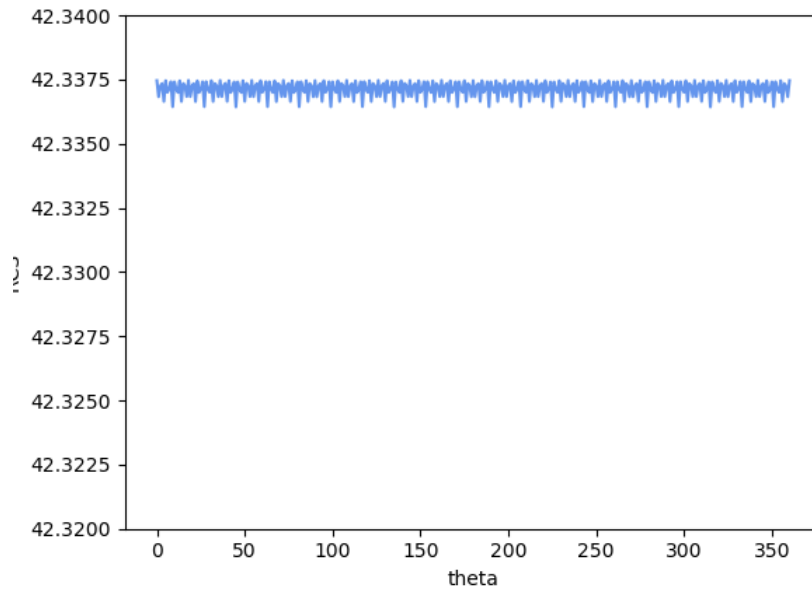
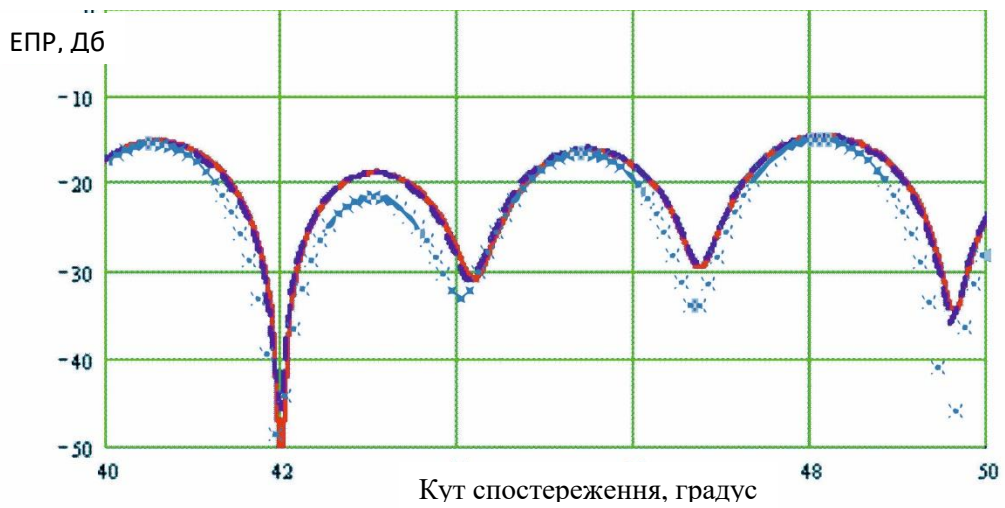


Рис 2.25 Діаграма зворотного розсіяння для циліндру з висотою $l = 32\text{см}$, радіусом основи $a = 8\text{см}$ на довжині хвилі $\lambda = 3\text{см}$ при падінні хвилі перпендикулярно до твірної циліндру

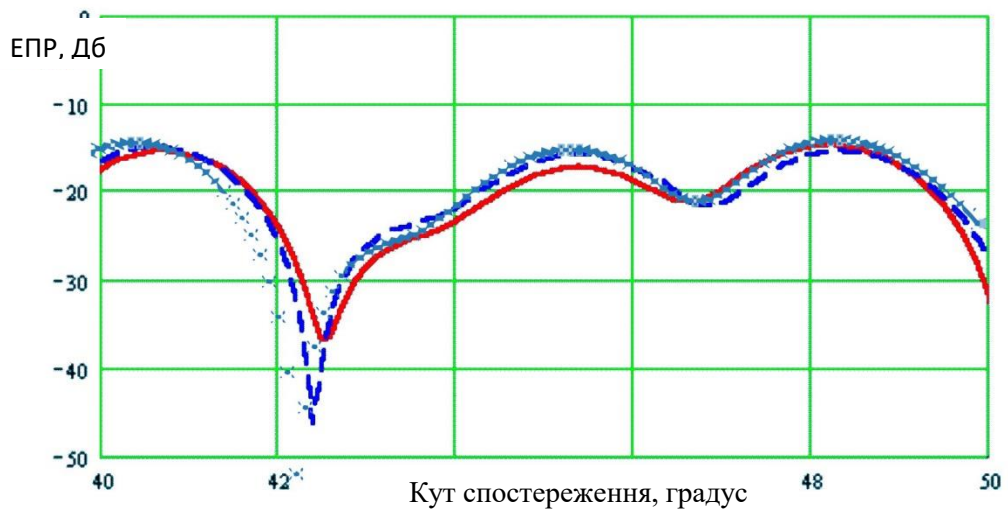
Для циліндру з висотою $l = 32\text{см}$, радіусом основи $a = 8\text{см}$ на довжині хвилі $\lambda = 3\text{см}$, згідно формули (2.48) маємо значення ЕПР

$$\sigma_m = \frac{2\pi a l^2}{\lambda} \approx 42.34(\text{Дб}).$$

Це значення дуже близьке до отриманих під час моделювання даних (див. рис. 2.25).



А)



Б)

Рис 2.26 Діаграма зворотного розсіяння циліндру висотою $l = 32\text{см}$, радіусом основи $a = 8\text{см}$ на довжині хвилі $\lambda = 3\text{см}$ при куті падіння, що відрізняється від нормального. Пунктир – теорія, суцільна лінія – розрахунки згідно (2.49), (2.51), хрестики – змодельовані данні. А) – Н-поляризація Б) – Е- поляризація

При кутах падіння φ , що відрізняються від нормального, моностатична ЕПР бокової поверхні визначається як:

$$\sigma = \sigma_m \sin \varphi \left[\frac{\sin(kl \cos \varphi)}{kl \cos \varphi} \right]^2. \quad (2.49)$$

За тих же умова поле, розсіяне основою циліндру визначається як:

$$E_r = -\frac{E_i}{R_0} \frac{\sqrt{\sigma_0}}{\sqrt{4\pi}} e^{jkR_0} \cos\varphi \frac{J_1(2ka \sin\varphi)}{2ka \sin\varphi} e^{-ikl \cos\varphi}, \quad (2.50)$$

де $\sigma_0 = \frac{4\pi^3 a^4}{\lambda^2}$. Повний вираз для моностатичної ЕПР циліндру визначається як сума полів, що розсіюються боковою поверхнею та основами [22]:

$$\sigma = \sigma_m \left| \frac{\sqrt{\sin\varphi} \sin(kl \cos\varphi) e^{-ika \sin\varphi}}{kl \cos\varphi} + \sqrt{\frac{\sigma_0}{\sigma_m}} \frac{\cos\varphi J_1(2ka \sin\varphi) e^{-ikl \cos\varphi}}{2ka \sin\varphi} \right|^2. \quad (2.51)$$

Для аналізу внеску гострих ребер об'єкту пропонується порівняти результати моделювання для циліндру при кутах локації $40^\circ - 50^\circ$ та урахуванні лише складової, що розсіюється ребрами [57] (див.рис. 2.26).

2.5. ЕПР об'єкту складної форми

Як тестовий об'єкт складної форми (рис. 2.27) обрано снаряд з лінійними розмірами: висота - 4 м, радіус найбільшого перетину - 40 см.

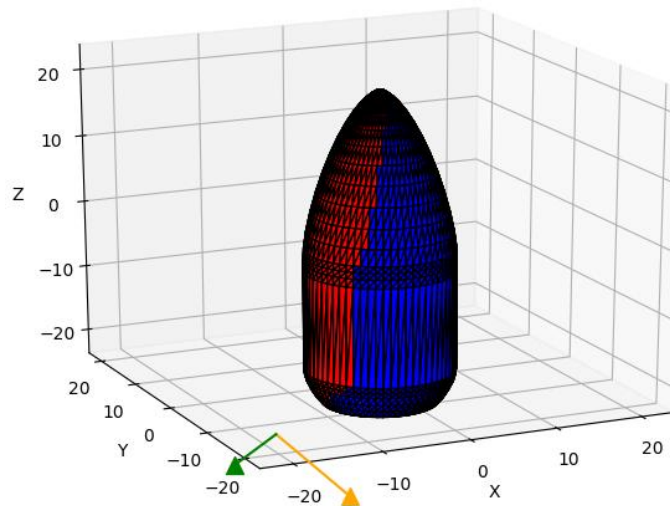


Рис. 2.27. Модель снаряду

Поверхню об'єкту представлено за допомогою 3324 фацетів. Розраховану діаграму зворотного розсіяння наведено на рис.2.28.

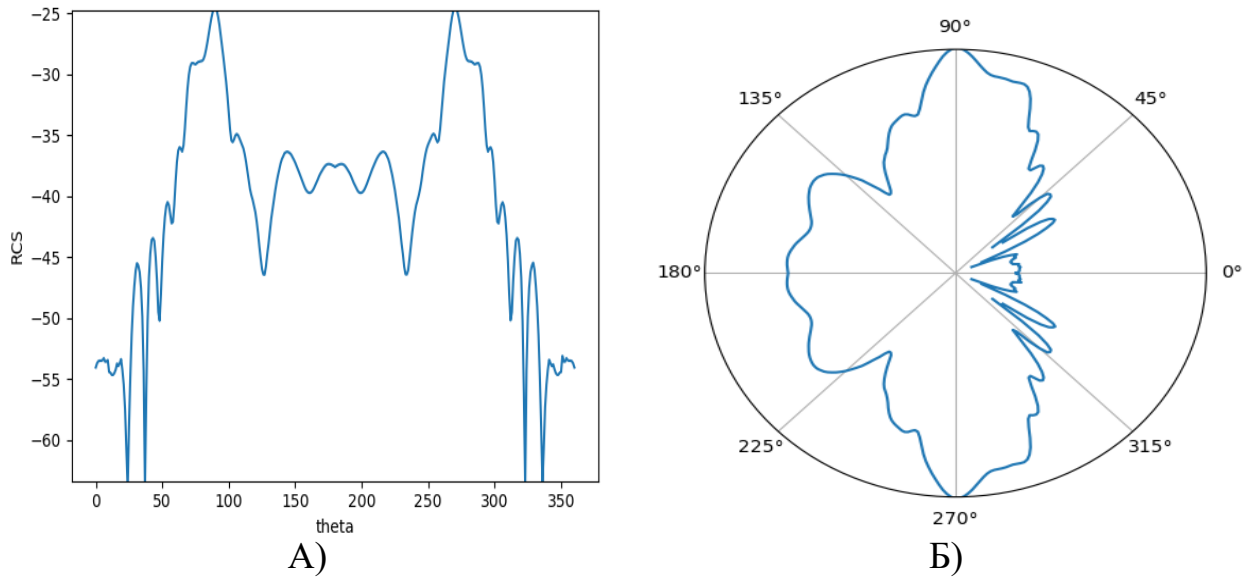


Рис. 2.28. Діаграма зворотного розсіяння для об'єкту складної форми для довжини хвилі 0,1 см А) – у декартовій системі координат Б) – у полярній системі координат

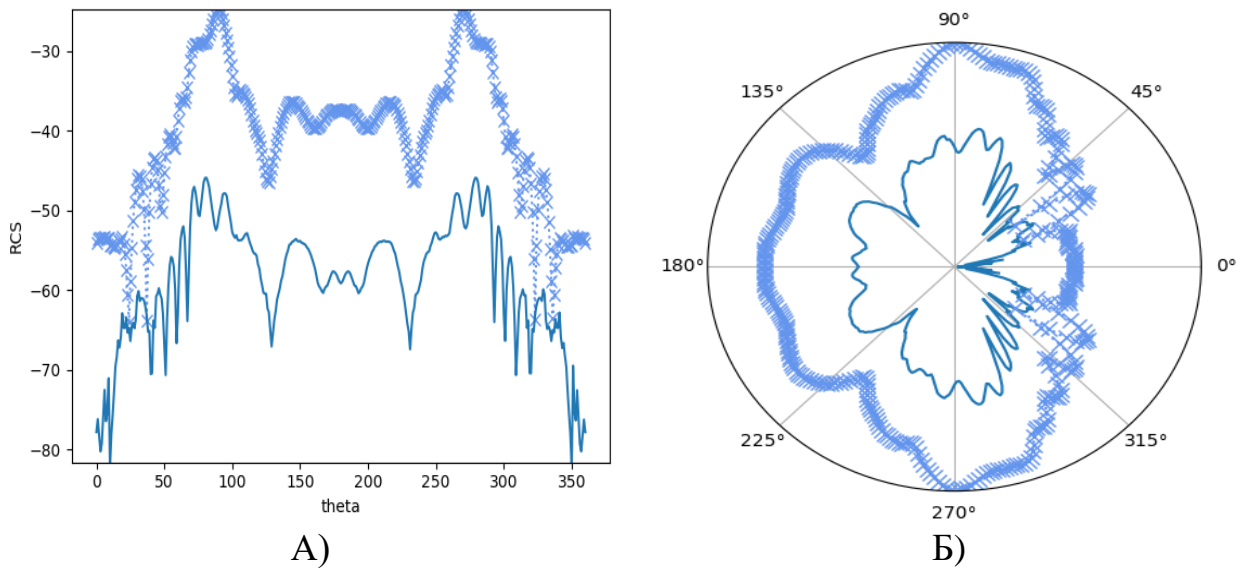


Рис. 2.29. Діаграма зворотного розсіяння для об'єкту складної форми із застосуванням радіопоглинаючого покриття А) – у декартовій системі координат Б) – у полярній системі координат, суцільна лінія – із застосуванням радіопоглинаючого покриття, хрестик – без застосування радіопоглинаючого покриття

Для зменшення розсіяного поля використовується радіопоглинаюче покриття з такими параметрами:

$$\begin{aligned}\varepsilon &= 7.4 + 1.1i \\ \mu &= 1.4 + 0.67i\end{aligned}\tag{2.52}$$

Застосування цього покриття привело до значного зменшення ЕПР об'єкту, результати моделювання приведені на рис.2.29.

2.6. ТЕХНІКИ ПОБУДОВИ ТА ФІЛЬТРУВАННЯ СТРУКТУР ДАНИХ

Зростання попиту на створення реалістичних зображень за допомогою комп'ютерного рендерингу призвело до появи алгоритмів моделювання поширення та відбиття світлових променів. Рендеринг, комп'ютерна візуалізація - це процес генерування зображення для моделі за допомогою комп'ютерних програм. Тут під моделлю розуміється опис тривіальних об'єктів (3D), який може містити геометричні дані, положення точки спостереження, інформацію про освітлення. Більшість алгоритмів візуалізації в якості вхідних даних потребують 3D-моделі, які представляються полігонами (фацетами). Як було показано в розділі 2.1 цієї дисертації, подібний підхід використовується при моделюванні електромагнітного розсіювання на об'єктах складної форми. Модель в даному випадку складається з фацетів і ребер, які утворені вигином поверхні. Спочатку ми запускаємо промені до об'єкта, потім загальне розсіяне поле обчислюється як суперпозиція розсіяних променів. Враховується розсіювання променів на гладкій поверхні, краях об'єкта, а також на підстильній поверхні. Також слід враховувати повторне відбиття між різними частинами об'єкта та перевідбиття між об'єктом та підстильною поверхнею. У загальному розсіяному полі необхідно враховувати лише поле, розсіяне видимими гранями та ребрами. Ребро вважається видимим, якщо видно хоча б одна

грань, що його утворює. Щоб отримати набір видимих фацетів, ми використовуємо методики, які історично розроблені для створення графічних зображень. Серед найпопулярніших методів візуалізації важливо відзначити наступні:

- Scanline – це алгоритм визначення видимої поверхні в 3D-графіці, який працює в режимі «рядок за рядком». Видима площина розбивається на смуги, потім найближчі фацети, що перетинаються цими смугами позначаються як видимі [58]. Цей алгоритм можна покращити якщо використовувати алгоритми визначення затінення (наприклад, Phong shading [59]), методи сортування за глибиною, тощо.

- Ray Casting - вперше використано в комп'ютерній графіці в роботі Скотта Рота в 1982 році з метою опису методу перетворення моделей за допомогою структурної блокової геометрії [60]. Відповідно до цього алгоритму для візуалізації моделі шукають перший перетин променю, спрямованого від спостерігача (камери) до моделі.

- Ray Tracing (трасування променів) у ранній літературі з комп'ютерної графіки є ідентичним попередньому методу [61]. Наразі Ray Tracing відрізняється від Ray Casting тим, що враховує оптичні властивості матеріалу моделі, на сцені можна розмістити кілька джерел світла, а промені можуть відбиватись між різними частинами сцени, враховуються промені, що проходять через прозорі або напівпрозорі об'єкти.

Для моделювання розсіювання електромагнітних хвиль на об'єктах складної форми пропонується використовувати алгоритми, призначені для візуалізації, але з певними модифікаціями. Тому серед таких адаптованих алгоритмів найефективнішим є метод Shooting and Bouncing Rays (SBR) [62].

Алгоритм SBR дуже схожий на алгоритми трасування променів, але використовується для обчислення ефективною поверхні розсіяння (ЕПР) об'єктів. Якщо в методах візуалізації використовуються терміни «джерело світла», «камера» (площина спостереження), «яскравість» і «колір» пікселів, то в методах моделювання електромагнітного розсіювання їх замінюють

«випромінювальною» та «приймальною» антенами (в радарних задачах, часто розташованих в 1 точці, що відповідає випадку моно статичної радіолокації), «амплітуда напруженості електромагнітного поля» (можна обчислити потужність або енергію поля), «довжина хвилі», «поляризація». SBR використовує алгоритми трасування променів [63] від випромінювача, але замість розрахунку кольору та яскравості пікселів екрану визначає відбите поле від частини об'єкта, яка освітлюється цими променями. Якщо промені випромінюються паралельно заданому куту поширення, то таким чином моделюється падіння плоскої електромагнітної хвилі на об'єкт. Як було показано у розділі 2.2 цієї дисертації, існують різні способи запуску променів. Найефективнішим є метод поверхневої сітки, коли окремий промінь запускається на кожну грань моделі, а кут поширення променів однаковий, але кут падіння залежить від орієнтація певної грані в просторі. Метод поверхневої сітки сильно залежить від кількості граней, використаних для моделювання об'єкта, тому важливо спростити геометрію об'єкта, де це можливо. У роботах [9], [10], [11], [12] розглядаються можливість використання kd-дерев для оптимізації алгоритмів пошуку перетинів променів та об'єктів.

Основним недоліком методів трасування променів і методів SBR є необхідність витратити багато часу на обчислення, бо падаюча хвиля описується багатьма променями, для кожного з них потрібно проводити моделювання згідно алгоритму, описаному в розділі 2.3 цієї дисертації, що перевищує можливості сучасних настільних і портативних комп'ютерів. Тому оптимізація цих алгоритмів є важливим завданням у наш час. Одним із можливих способів для цього є спрощення та прискорення алгоритму пошуку перетинів променів та моделі. У цьому розділі порівнюються різні техніки побудови та фільтрації різних структур даних (звичайна сітка, BVH-дерево, ОБВ-дерево, kd-дерево та інші) та різні алгоритми пошуку освітлених граней, як первинними променями, так і вторинними. Під первинними променями розуміють промені, що запущені від джерела на

досліджуваний об'єкт, під вторинними променями розуміються промені, що виникають в результаті відбиття первинних променів від об'єкту на поширенню відбитих променів у напрямку іншої частини об'єкту. Часто в радарних задачах розсіяне поле залежить від багатьох параметрів: довжини хвилі, поляризації, характеристик використаного покриття, тощо. Для таких задач видимі грані можуть бути визначені один раз, але використані багаторазово. Отже, необхідний ефективний алгоритм визначення та збереження інформації щодо видимих граней.

Розглянемо основні техніки побудови структур даних:

- Regular grid (регулярна сітка). Джерело хвилі (випромінювальна антена) та об'єкт, для якого розраховується розсіювання, розміщені в одному тривимірному просторі. Весь 3D простір розділений на невелику регулярну сітку, що складається з кубів N^3 , де N – довжина ребра одного елементу об'єму (одного куба). Основна ідея полягає в тому, що можна врахувати лише ті частини об'єкта, які розміщені всередині кубів, через які проходить промінь. Алгоритм Брезенхэма [64] часто використовується для задач візуалізації, які можна адаптувати до тривимірного випадку. Основним недоліком цього алгоритму є накопичення похибки при відстеженні променів на великих відстанях. Алгоритм працює тільки з цілими значеннями, які відповідають номерам пікселів або кубів, щоб визначити це число використовують операції округлення, тому при поширенні променя через куби у просторі алгоритм іноді відкидає куби, які перетинаються цим променем.

Для вирішення цієї проблеми зазвичай використовується модифікований алгоритм Фудзімото (або алгоритм 3DDDA) [65]. Цей алгоритм при перевірці перетину куба з променем змінює початкову точку променю для наступних перевірок. Для цього перевіряється не тільки факт перетину, а й обчислюються точки перетину куба і променю. Регулярна сітка не є адаптивною. Багато кубів містять багато порожнього місця. Іншою проблемою для регулярної сітки є різний розмір примітивів. Одні фацети

можуть бути дуже великими, інші - дуже маленькими. Але розмір кубів потрібно вибирати однаковий. Якщо в сцені є примітиви, розмір яких набагато перевищує розмір кубів, промінь може порахувати перетин з тим самим примітивом багато разів. Звичайно, ця проблема виникає при використанні багатьох структур, але в регулярній сітці вона найбільш помітна. Регулярна сітка дуже погано підходить для прискорення трасування променів.

- Ієрархічна сітка – це структура, подібна до регулярної сітки, кожен куб якої може бути порожнім або містити грані об'єкта, або вказівник на сітку, на яку розділений куб. Такі структури зазвичай називають «деревами», кожен куб у такій сітці є вузлом, а вузли, які містять не тільки вказівники на вузли (іноді використовують термін «дочірні вузли»), а й фацети називаються листям дерев. Використання цієї структури під час трасування променів вирішує проблему пошуку малих об'єктів у великому просторі. Якщо промінь не перетинає вузол А, він не перетинає жодного із вузлів, які містять вузол А. Ієрархічна сітка зазвичай має невеликої глибини дерево, але має багато листків.

Розглянемо алгоритм пошуку граней, на які падає промінь, за допомогою ієрархічної сітки. Спочатку потрібно побудувати сітку сцени (техніка побудови буде розглянута пізніше), потім перевіряються вузли сітки, які перетинає промінь, поки не знайдемо в одному з них внутрішні вузли або грані. Далі береться зовнішній куб для цієї області простору і шукається перетин променю з цим кубом, запускаємо промінь від точки перетину для пошуку вузлів, які перетинаються, але вже у знайденому дочірньому вузлі. Якщо знайдено грані всередині сітки, значить, алгоритм дійшов до листків. Ми помічаємо знайдені грані та повертаємося до пошуку в найбільшій сітці, виключаючи ті сітки, які вже були розглянуті перед цим. У разі невеликої глибини деревини такий перехід на найбільшу сітку буде досить ефективним, до того ж листи зазвичай знаходяться дуже швидко і це виключає необхідність перевірки великої кількості простору.

- Ієрархія обмежувальних об'ємів. Історично дерева ієрархії обмежувальних об'ємів (BVH) використовувалися для обчислення колізій (пошуку ситуацій, коли два або більше об'єктів або їх частини намагаються одночасно зайняти один і той самий простір)[66]. Однак останнім часом BVH активно використовується для трасування променів [66], [67] у зв'язку з тим, що в анімаційних сценах BVH можна швидко частково перебудувати, зазвичай без перебудови всього дерева. Очевидно, що видів BVH буде дуже багато. Досить взяти будь-яку довільний об'єм і використовувати його в якості об'єму, що обмежує вузол сітки. Історично існує 5 основних типів дерев BVH: сферичні дерева [68], об'єми, орієнтовані відносно осей (Axis Aligned Bounding Box - AABB) [69], орієнтовані граничні об'єми (Oriented Bounding Box - OBB) [70], дискретний орієнтований многогранник (Discrete Oriented Polytope k-DOP) [71], об'єми розгорнутих сфер (Swept Sphere Volume - SSV) [72].

При побудові будь-якого BVH необхідно вибрати, як включати примітиви в дочірні вузли під час побудови і як виконувати розбиття. Однак виникає дуже важливе питання - що робити, якщо примітив перетинає обидва дочірніх вузла? Є 2 можливі стратегії, які також можна комбінувати для вирішення поставленого питання. Розбиваючи простір згідно до стратегії «Об'єктне розділення», вам просто потрібно знайти розділ нашого вихідного набору примітивів на 2 підмножини. Потім нам потрібно підрахувати обмежувальні об'єми для обох підмножин. Отже, відповідь на сформульоване вище запитання: «Такий примітив завжди йде до вузла, в якому він міститься повністю». Такий вузол завжди існує (згідно до його побудови). Згідно підходу під назвою «Просторове розділення» зазвичай вибирається площина, по якій ми намагаємося розділити простір на 2 частини, загалом ця площина може бути не паралельна осям координат. У цьому випадку нам потрібно перевірити кожен примітив на перетин з обмежувальними об'ємами обох дочірніх вузлів. І відповідь на сформульоване вище запитання для «Просторового розділення»: «Такий примітив потрібно

додати до кожного дочірнього вузла, який він перетинає». Однак слід розуміти, що якщо дерево будується зі змішаною стратегією, пошук у ньому все одно потрібно буде виконувати так, ніби воно було повністю побудоване за допомогою стратегії «Об'єктне розділення», оскільки в такому дереві можуть перетинатися дочірні вузли. І в цьому випадку критерій може стати слабшим: «Такий примітив переходить до вузла, в якому він міститься повністю, або якщо такого вузла немає, примітив потрібно додати до кожного з дочірніх вузлів, які він перетинає». Цей критерій може допомогти, якщо площина, в якій простір поділено на 2 частини, не паралельна осям координат або використовує нетиповий вид дерева BVH.

Kd-дерево є бінарною просторовою структурою розділення, що означає поділ усього простору на частини з подальшим поділом кожної частини на 2 і так далі. Ця структура є бінарним деревом вкладених обмежувальних прямокутних паралелепіпедів (боксів/вузлів). Кожен паралелепіпед у kd-дереві ділиться площиною, перпендикулярною до однієї з осей координат, на два дочірніх паралелепіпеда. Вся сцена міститься в кореневому боксі, але, продовжуючи рекурсивне розбиття боксів, ми можемо отримати, що кожний бокс, який тепер називають листом міститиме лише невелику кількість примітивів. Таким чином, kd-дерево дозволяє проводити бінарний пошук, щоб знайти примітив, який перетинається променем. Алгоритм побудови kd-дерева має такий вигляд:

1) Визначити порогове число примітивів які мають залишитись у вузлі для зупинки його поділу та максимальну кількість поділів найпершого вузла

2) Додайте всі примітиви до обмежувального бокса або побудуйте прямокутний паралелепіпед, який обмежує всі примітиви. Цей бокс відповідає кореневому вузлу дерева.

3) Завершіть побудову дерева, якщо у вузлі менше примітивів, ніж визначено пороговим числом примітивів або досягнуто визначеної межі глибини дерева.

4) Виберіть площину поділу, яка розділяє цей вузол на два дочірніх вузла. Дочірні вузли зручно називати правими і лівими дочірніми вузлами.

5) Додайте примітиви, що перетинають обмежувальний об'єм лівого вузла, до лівого вузла, примітиви, що перетинають обмежувальний об'єм правого вузла, - до правого.

6) Для кожного із вузлів рекурсивно виконайте цей алгоритм, починаючи з кроку 2.

Найскладнішою частиною побудови kd-дерева є третій крок. Від цього безпосередньо залежить ефективність використання такої структури. Існує кілька способів вибору розділової площини, розглянемо три найпоширеніших способи вибору розділової площини. Найпростіший спосіб — вибрати площину в центрі бокса. Спочатку виберіть вісь (x , y або z), вздовж якої бокс має максимальний розмір, а потім розділіть бокс навпіл у цьому напрямку. Інший спосіб поділу вузла — вибрати розділову площину так, щоб дочірні вузли мали приблизно рівну кількість примітивів (далі ми називаємо такий метод поділу за «медіанним фацетом»). Цей метод значно прискорює пошук перетину променю і фацета, але він має недолік. Для рівномірного розподілу променів часто будуть обчислюватися перетини з більшими боксами. Для такого поділу геометричний розмір боксу не пов'язаний з кількістю примітивів всередині неї. Третій спосіб розділити вузол — вибрати розділову площину за допомогою спеціальної функції під назвою евристична функція площі поверхні (Surface Area Heuristic function - SAH). Таку функцію від певної координати поділу x можна записати у вигляді:

$$SAX(x) = CE + SA(L)N(L) + SA(R)N(R) \quad (2.53)$$

де CE (Cost Empty) це вартість відстеження порожнього вузла (деяка константа), SA (Surface Area) – відповідна площа поверхні вузла, а N – кількість примітивів у вузлі. Вузол може бути лівим (L) і правим (R). Межі примітивів є гарними кандидатами на мінімум SAH. Простий алгоритм

побудови SAH має такий вигляд: щоразу, коли ви вибираєте площину, вам потрібно розібрати всі можливі межі примітивів у трьох вимірах, розрахувати в них значення функції вартості (2.53) і знайти мінімум серед усіх цих значень. Коли ми обчислюємо SAH для кожної площини, то нам потрібно знати $N(L)$ і $N(R)$ - кількість примітивів праворуч і ліворуч від площини. Якщо обчислити N за допомогою простого перебору, результатом буде алгоритм побудови квадратичної складності. Тому цей алгоритм буде дуже складним для великих та складних об'єктів. Але іноді його можна застосовувати, оскільки в задачах моделювання електромагнітного розсіяння така структура будується один раз, а використовується багато разів. Визначимо алгоритм бінарного пошуку обходу Kd-дерева, який використовується в більшості реалізацій центрального процесора (ЦП) [73]. На першому кроці алгоритму необхідно розрахувати перетин променю з основою обмежуючого бокса сцени і запам'ятати інформацію про перетин у вигляді двох координат (у просторі променів) - t_{near} і t_{far} , які позначають точки перетину з ближньою та дальньою площинами відповідно. На кожному наступному кроці потрібна лише інформація про поточний вузол (його ідентифікатор) і ці дві координати. Немає необхідності обчислювати перетин променю і дочірніх вузлів, достатньо лише знайти перетин з площиною, що розділяє батьківський бокс (позначимо відповідну координату як t_{split}). Кожен вузол, який не є листом у kd -дереві повинен мати двох дочірніх. На рис. 2.30 показані три можливі сценарії під час трасування променів.

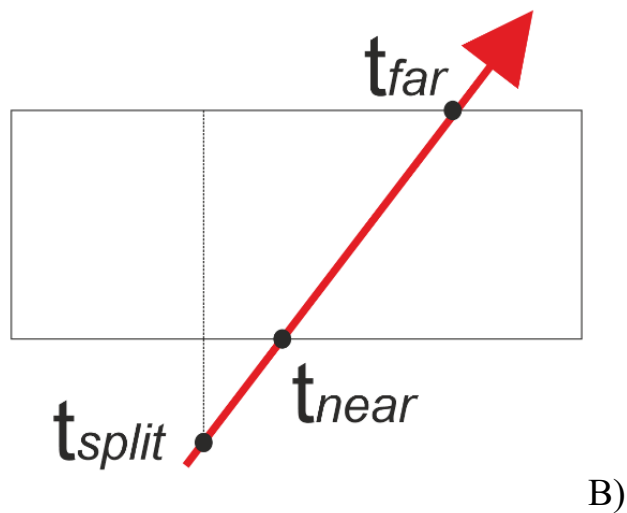
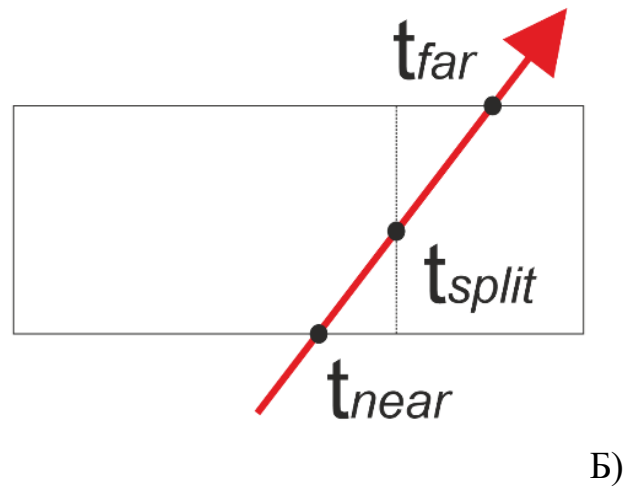
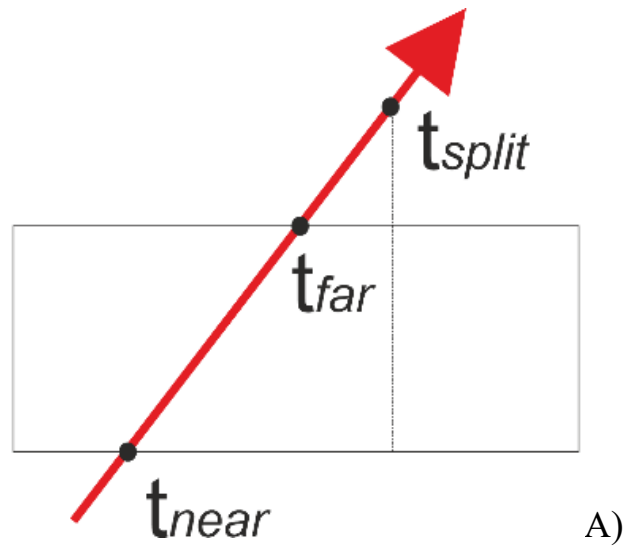


Рисунок 2.30 Перетин вузла променем А) лише лівий вузол перетинається Б) лише правий вузол перетинається В) обидва вузли перетинаються

У випадку, показаному на рис. 2.30 А) ($t_{split} \geq t_{far}$) або рис. 2.30 Б) ($t_{split} < t_{near}$), промінь перетинає лише один дочірній вузол. При цьому відкидається інший вузол, який не перетинається (правий або лівий відповідно) і продовжується пошук перетинів всередині вузла, що залишився. У випадку, показаному на рис. 2.30 В), промінь перетинає обидва дочірніх вузла, тому спочатку потрібно шукати перетин в найближчому вузлі (де точка перетину t_{near}), а якщо він не знайдений, шукати його в дальшому (де точка перетину t_{far}). Невідомо, скільки разів слід шукати перетин, тому треба зберігати інформацію про всі бокси, що перетинаються, до тих пір, поки батьківський бокс не буде відкинута. Кожен раз, коли промінь проходить через обидва дочірні вузли, ідентифікатори ближнього (t_{near}) і дальнього (t_{far}) записуються до стеку, і пошук продовжується в ближньому вузлі. Якщо в ближньому вузлі не знайдено перетину, ідентифікатор дальнього вузла вилучається зі стеку і пошук продовжується в цьому вузлі.

Порівняємо ефективність різних методів побудови kd-дерева. Для розсіювання плоских хвиль кількість випущених променів визначає час моделювання. Будемо використовувати метод поверхневої сітки, коли промені запускаються на кожну грань моделі. Тому доцільно використати так звану техніку зворотного трасування променів, щоб визначити фацети, які є видимими і не затінені іншими примітивами. Алгоритм визначення видимих і затіненних фацетів можна знайти в [12] та у підрозділі 2.3 цієї дисертації. При цьому в якості початкових точок променів ми вибираємо центральні точки граней, напрямком поширення променя протилежний напрямку падіння променів. У цьому підрозділі порівнюються структури дерев, коли вони побудовані методом поділу по центру бокса та за медіанним фацетом. В якості тестових структур обрано просту модель, показану на рис. 2.31 А), і об'єкт складної форми, показаний на рис. 2.31 Б). Проста модель складається з 450 трикутних фацетів, об'єкт складної форми - 9735 трикутних фацетів,

геометричні розміри не є принциповими, бо вимірюються в відносних величинах.

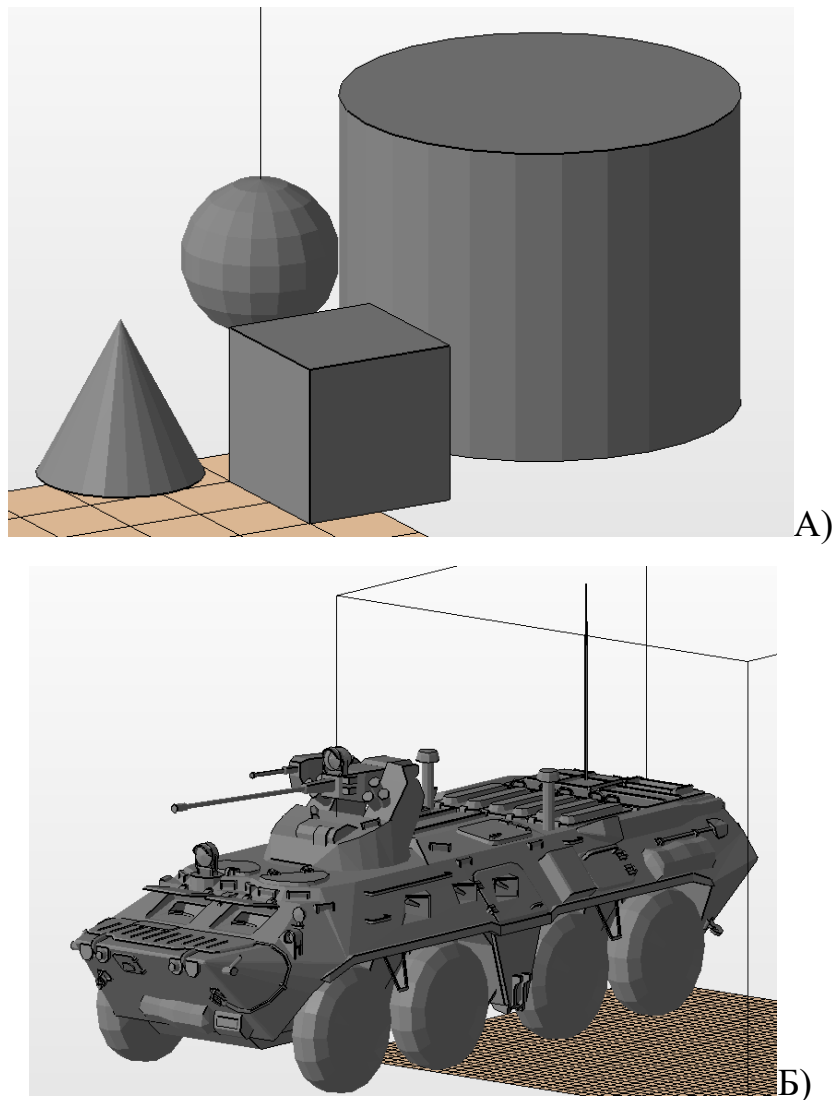


Рисунок 2.31 Структури для тестування: А) - проста модель та Б) - модель складної форми – бронетранспортер БТР-80

Для обох моделей було побудовано kd-дерева з $M = 6$ максимальною глибиною і мінімумом $N = 10$ примітивами для вузла. Це означає, що дерево буде будуватися доти, доки початковий вузол не буде розділено не більше ніж M разів або доки у наступному дочірньому вузлу не залишиться менше ніж N примітивів. На рис. 2.32 і 2.33 можна побачити структури побудованих дерев для простої і складної моделей. На цих малюнках цифри означають кількість примітивів у кожному із вузлів, стрілки означають поділ вузла на

дочірні вузли. На рис. 2.32 А) і рис. 2.33 А) можна побачити, що коли використовується поділ по центру бокса, побудова дерева припиняється досить рано. Це відбувається тому, що, коли наступний вузол ділиться навпіл, усі його примітиви пов'язані з одним із дочірніх вузлів, і лише деякі з них одночасно входять до обох дочірніх вузлів. Це дерево має низьку ефективність, оскільки багато боксів мають багато порожнього простору всередині свого обмежувального об'єму.

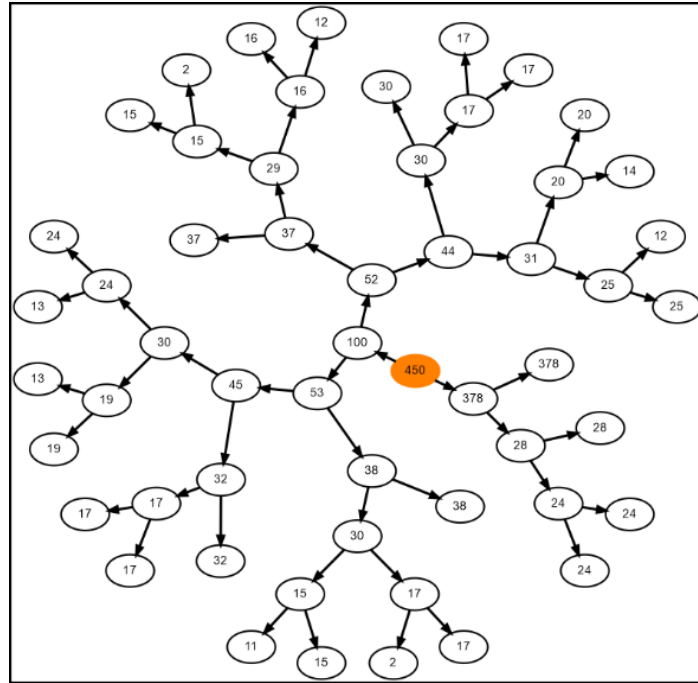
Використання SAH функції для вибору площини поділу призводить до того, що дерево будується дуже довго, тому цей метод поки не розглядається. У табл. 2.4 наведено порівняння деяких параметрів ефективності різних прийомів створення дерева. Для всіх чисельних експериментів використовувався один і той же комп'ютер з процесором Intel (R) Core (TM) i9-9900 CPU @ 3.10GHz.

Тут час τ_b позначає час, який витрачається на побудову kd-дерева, використовуючи певний метод. Час пошуку перетину τ_i - час, необхідний на те, щоб знайти перетин променю з примітивом. τ_i є випадковою величиною, оскільки він залежить від багатьох факторів: необхідно порахувати різну кількість перетинів променю і боксу, використовуючи ту саму техніку побудови дерева та знаходження цього перетину. Отже, у табл. 2.4 наведено мінімальне та максимальне значення τ_i . Час проходження через дерево τ_p позначає час, який необхідно витратити на пошук перетину для всього дерева, якщо перетину з моделлю так і не буде знайдено. Це дуже важливий фактор для моделювання розсіювання електромагнітних хвиль. У випадку завдань візуалізації фацетів, примітиви, що розташовані в тіні, не будуть сильно впливати на отримане зображення? а ось у разі розрахунку розсіяного поля урахування таких фацетів може мати значний вплив на повне розсіяне поле. У табл. 2.4 також показано мінімальне та максимальне значення τ_p . τ_{a1} – середній час знаходження всіх видимих фацетів для одного кута візування. τ_{a2} – середній час, необхідний для знаходження всіх фацетів, на які

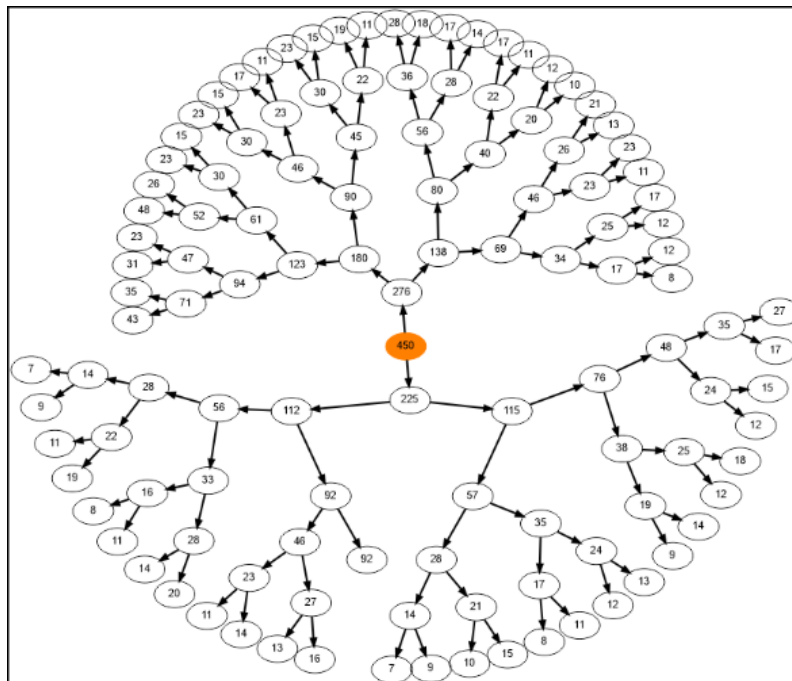
потрапляє вторинне (перевідбитий від фацету промінь у відповідності до 2 закону Снеліуса) поле. Тут вторинним полем є поле, відбите від фацету моделі в напрямку до інших фацетів. Отримано діаграму зворотного розсіювання для БТР-80, показаного на рис. 2.31 Б), з використанням алгоритму SBR і kd-дерева з поділом за медіанному фацетом (див рис. 2.34). Геометричні розміри моделі $7.7\text{м} \times 2.9\text{м} \times 2.41\text{м}$. Моделювання електромагнітного розсіювання проведено для довжини хвилі падаючого поля $\lambda = 3\text{см}$ для напрямків падіння в азимутальній площині та для кута місця 20° від горизонту. Спочатку ми визначаємо всі грані, видимі для всіх напрямків. Потім знаходимо грані, у яких нормаль і напрямок поширення хвилі утворюють гострий кут. Після цього шукаємо перетини з моделлю променя, побудованого від центру цього фацету в напрямку, протилежному напрямку поширення. Якщо такий перетин знайдено, то цей фацет видаляється з набору видимих фацетів. Для всіх кутів збережено видимі фацети для подальшого моделювання. Загальний час визначення всіх видимих фацетів для 180-градусного сканування має становити близько 36 годин, якщо обчислити в одному потоці. Однак можна використати декілька віртуальних потоків на ЦП, паралельно запустивши алгоритм визначення видимих фацетів для різних інтервалів кутів сканування. Коли всі видимі фацети визначено, шукаються фацети, які дають внесок у вторинне відбите поле. Для цього шукається перетин із моделлю для променів, побудованих з центрів кожного видимого фацету, у напрямку, отриманому як дзеркальне відбиття від поверхні цього фацету.

Якщо видимим є і перший фацет, який перетинається таким променем, то зберігається пара фацетів для обчислення поля повторного відбиття в набір (f_r). Загальний час для визначення всіх повторно відбитих граней для 180-градусного сканування становить близько 25 годин, якщо обчислювати в одному потоці. Для всіх елементів з f_r обчислюється поле, що виникає в результаті повторного відбиття хвиль між різними елементами об'єкта

розсіювання. Тоді повне поле визначається як суперпозиція усіх цих компонентів для всіх граней. Кутова залежність ЕПР об'єкта складної форми наведено на рис. 2.34, середнє значення RCS становить 25.9дБ від m^2 .



A)



B)

Рисунок 2.32 Kd-дерево для простої моделі, побудованої за допомогою ділення: А) по центру бокса; Б) за медіанним факетом

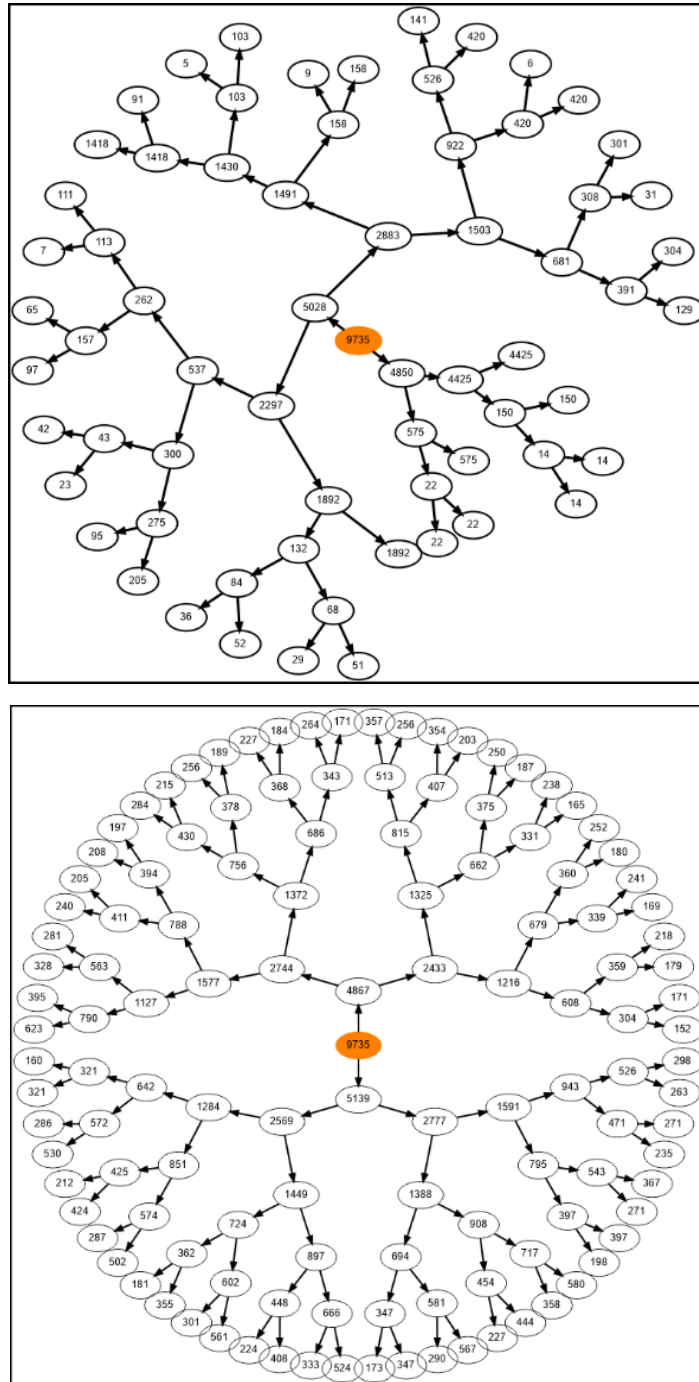


Рисунок 2.33 Kd-дерево для моделі складної форми, побудованої за допомогою ділення: А) по центру бокса; Б) за медіанним факетом

Для прискорення алгоритму SBR пропонується використовувати kd-дерево. Це дозволяє оптимізувати пошук перетину променів і об'єкта, а отримані видимі грані та «вторинні» видимі грані зберігаються для всіх необхідних кутів. Таким чином, можна ефективно розрахувати розсіювання хвиль на об'єкті, коли деякі його електродинамічні параметри змінюються,

але геометрія залишається незмінною. Порівняння двох найпоширеніших методів побудови kd-дерева показує, що ділення боксу за медіанним фацетом працює в два рази швидше, ніж ділення по центру. Для більш точних результатів пропонується використовувати підхід «Просторове розділення» при поділі примітивів на блоки. При цьому слід враховувати поле, відбите кожним із фацетів цієї моделі. Без kd-дерева використання часу для такого моделювання може бути дуже великим навіть для сучасних комп'ютерів.

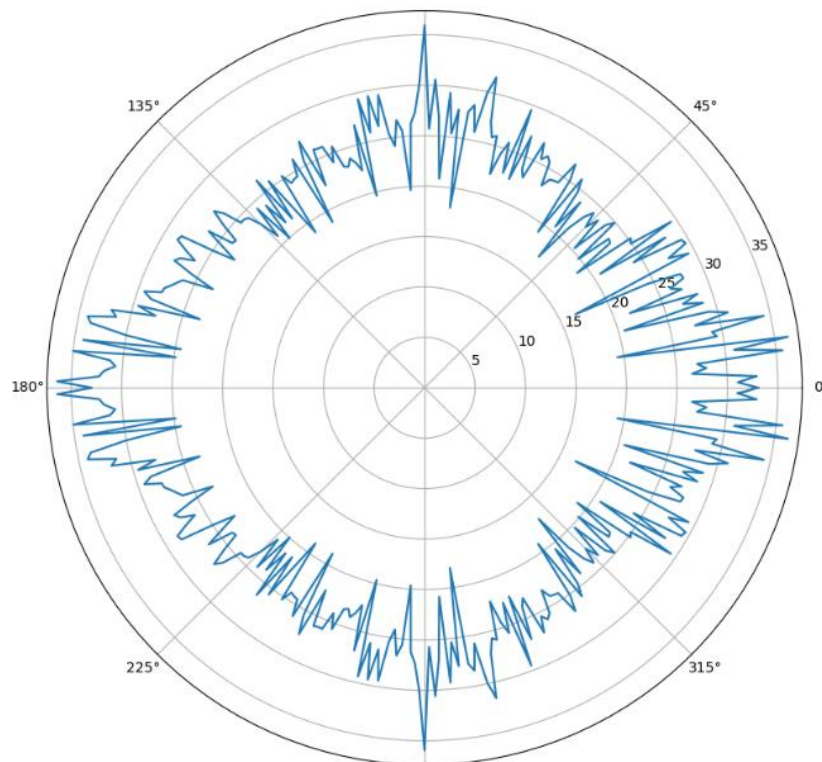


Рисунок 2.34 Діаграма зворотного розсіяння в дБ від m^2 , для об'єкту зображеного на рис. 2.31 Б)

Таблиця 2.4

Порівняння ефективності різних технік побудови kd-дерева

Параметр	Метод поділу			
	по центру бокса		за медіанним фацетом	
	Проста модель	Модель складної форми	Проста модель	Модель складної форми
Час будування, τ_b, c	0.03	0.62	0.04	0.74
Час пошуку перетину, τ_i, c	від 0.0005 до 0.06	від 0.0005 до 0.1	від 0.0007 до 0.03	від 0.001 до 0.01
Час проходження повного дерева, τ_p, c	від 0.001 до 0.006	від 0.002 до 0.2	від 0.001 до 0.005	від 0.004 до 0.04
Середній час для визначення видимого фацету для одного куту, τ_{a1}, c	1.7	1241	0.8	706
Середній час для визначення усіх бачимих фацетів для одного куту, τ_{a2}, c	1.7	586	0.65	498

Висновки до розділу 2

У розділі розглянуто основні етапи та формули моделювання електромагнітного розіяння на складних об'єктах. Поверхня може бути змодельована фацетами. Показано, що при моделюванні гладкою поверхні без вигинів можна обирати будь-який розмір фацетів. Порівняння для металеві трикутної пластини показали, що розраховані ЕПР для випадку,

коли пластину змодельовано за допомогою сукупності невеликих фацетів і для випадку, коли пластина є єдиним фацетом, не відрізняються від теоретичних даних щодо ЕПР для цього відбивача. Моделювання розсіяння електромагнітних хвиль на об'єктах складної форми дозволяє оцінювати помітність реальних об'єктів без проведення експериментів ще до створення фізичного зразку. Наведені розрахунки ЕПР для об'єктів складної форми показують, що розроблений метод досить точно узгоджується із теоретичними даними. Помилка при розрахунку полів, що розсіяні на елементарних розсіювачах не перевищувала 1%. Єдиною умовою для застосування описаного методу є наявність геометричної моделі об'єкту. Для досить простих об'єктів (циліндри, кулі, трикутники, суперпозиції цих фігур) геометричну модель можна створювати аналітично. Застосування радіопоглинаючих матеріалів може помітно зменшити ЕПР об'єкту. Для врахування вкладу поглинаючого об'єкту нема необхідності переробляти геометричну модель об'єкту.

Розглянуто можливість використовувати kd-дерева, щоб прискорити алгоритм SBR. Це дозволило оптимізувати пошук перетинів променів і фацетів об'єкта як для первинного так і «вторинного» випромінювання, при цьому видимі грані зберігаються для всіх необхідних кутів. Таким чином, можна ефективно розрахувати розсіювання хвиль на об'єкті, коли деякі його електродинамічні параметри змінюються, але геометрія залишається незмінною. Порівняння двох найпоширеніших методів побудови kd-дерева показує, що ділення за медіанним фацетом працює два рази швидше, ніж ділення по центру бокса. Для більш точних результатів, пропонується використовувати підхід «просторового розподілу» при поділі примітивів на бокси. Відомо, що можна отримати розсіяне поле об'єктом складної форми без використання геометричних спрощень. В цьому випадку поле, відбите кожним фацетом цієї моделі, повинно враховуватись.

РОЗДІЛ 3

ОПТИМІЗАЦІЯ МОДЕЛІ ОБ'ЄКТУ СКЛАДНОЇ ФОРМИ

Розроблений розрахунковий метод дозволяє провести моделювання розсіювання електромагнітних хвиль на об'єктах розміри, яких є великими в порівнянні з довжиною хвилі. Далі проведено моделювання розсіювання поля на двох близько розташованих контейнерах прямокутної та циліндричної форми (див. рис. 3.1). Розраховувалася залежність ЕПР об'єкта (в децибелах від m^2) для моностатичної локації для горизонтальної поляризації в залежності від кута місця у вертикальній поперечній площині (кут відраховується від зеніту). Основа контейнерів це квадрат (коло) зі стороною (радіусом) 1 м, довжина контейнера 5 м, довжина хвилі падаючого поля 3 мм. На рис. 3.2 представлені отримані для цих випадків ДЗР.

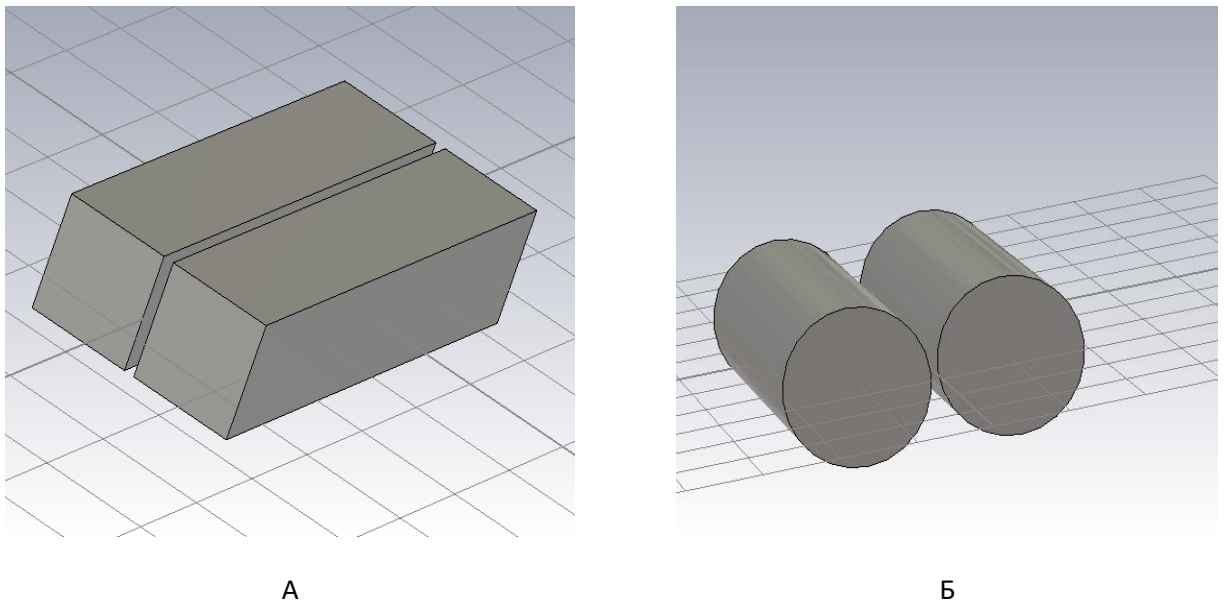


Рис. 3.1 3D-моделі контейнерів без підстильної поверхні А) прямокутна форма, Б) циліндрична форма

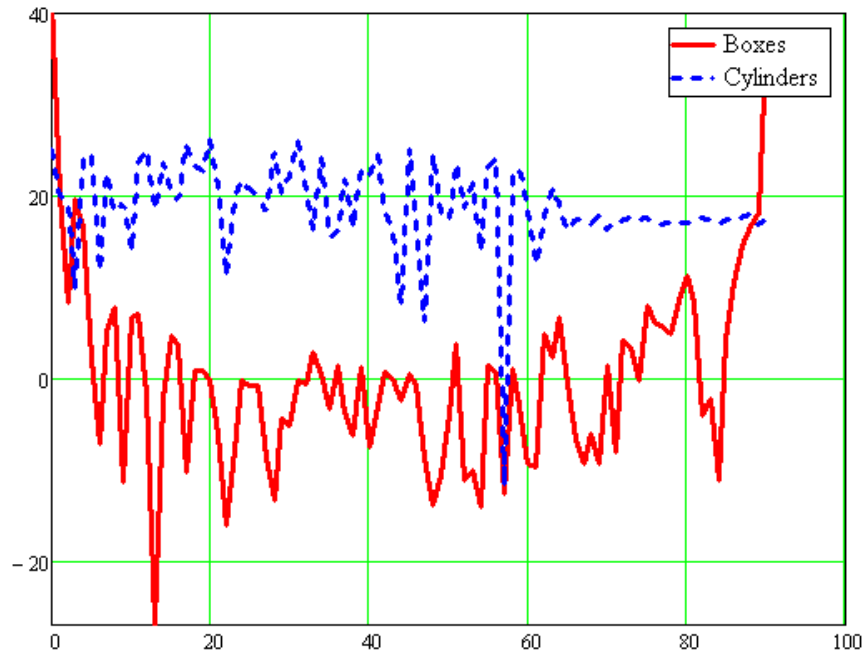


Рис. 3.2 Кутова залежність ЕПР контейнерів з різною основою без підстильної поверхні в децибелах від m^2

Для прямокутних контейнерів спостерігається великий рівень відбиття в zenit і в горизонтальному напрямку (в цьому випадку поле падає на поверхні контейнерів по нормалі), в інших напрямках рівень відбиття істотно нижче (приблизно на 40 дБ). Для циліндричних контейнерів рівень відбиття приблизно однаковий для всіх кутів і становить 20 дБ.

Однак, для реального об'єкта розташованого на підстильній поверхні необхідно також враховувати і вплив цієї поверхні. Змоделюємо її у вигляді металевої пластинки розташованої нижче об'єкта з одного боку (рис. 3.3).

У цьому випадку (див. рис. 3.4) для прямокутних контейнерів вагому роль починає грати перевідбиття хвиль між бічною стінкою і підстильною поверхнею, що призводить до суттєвого підвищення відбиття (до 40 дБ) для більшості ракурсів. Для циліндричних контейнерів відбиття в цьому випадку істотно не змінюється.

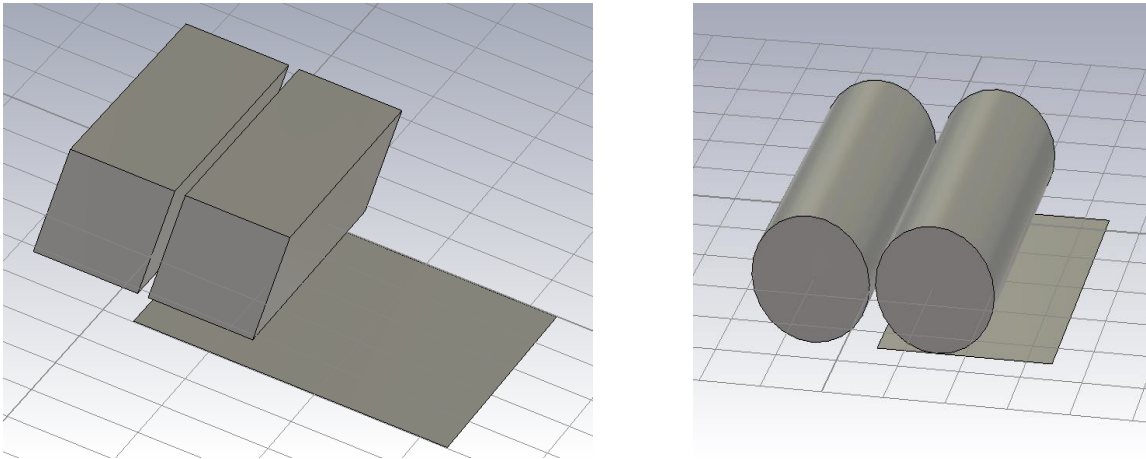


Рис. 3.3 3D-моделі контейнерів над підстильною поверхнею А) основа - квадрат, Б) основа - коло

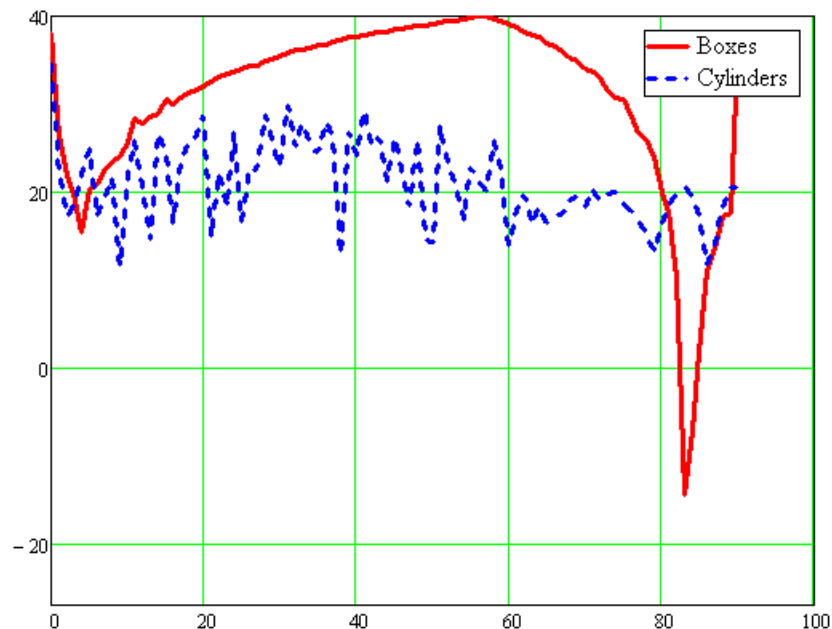


Рис. 3.4 Залежність ЕПР контейнерів із врахуванням підстильної поверхні в децибелах від m^2

Для зниження рівня відбиття від прямокутних контейнерів в присутності підстильної поверхні можна використовувати невеликі геометричні зміни їх конструкції. У разі якщо бічні стінки не утворюють кут 90 градусів з горизонтом відбиття істотно зменшується. Для ілюстрації цієї тези були розраховані кутові залежності ЕПР об'єкта в присутності похилої

металевої пластинки (геометрична конструкція показана на рис. 3.5) для різних нахилів пластинки (5, 10 і 15 градусів від zenіту). Отримані залежності на рис. 3.6 порівнюються з вихідною залежністю (для 0 градусів).

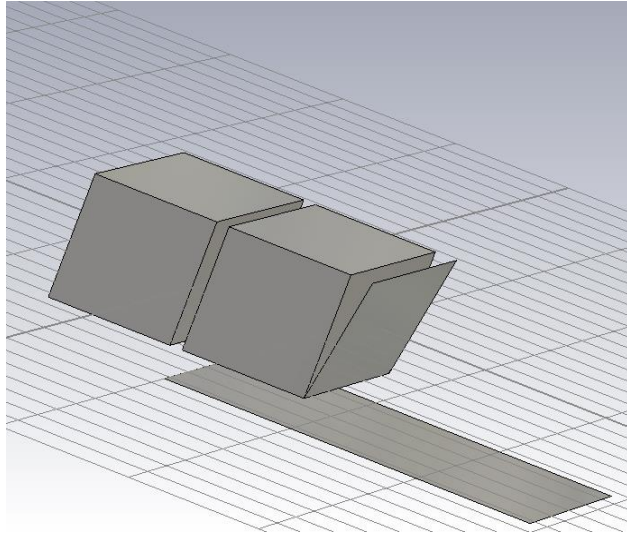


Рис. 3.5 3D-модель контейнерів з модифікованою бічною стороною над підстильною поверхнею

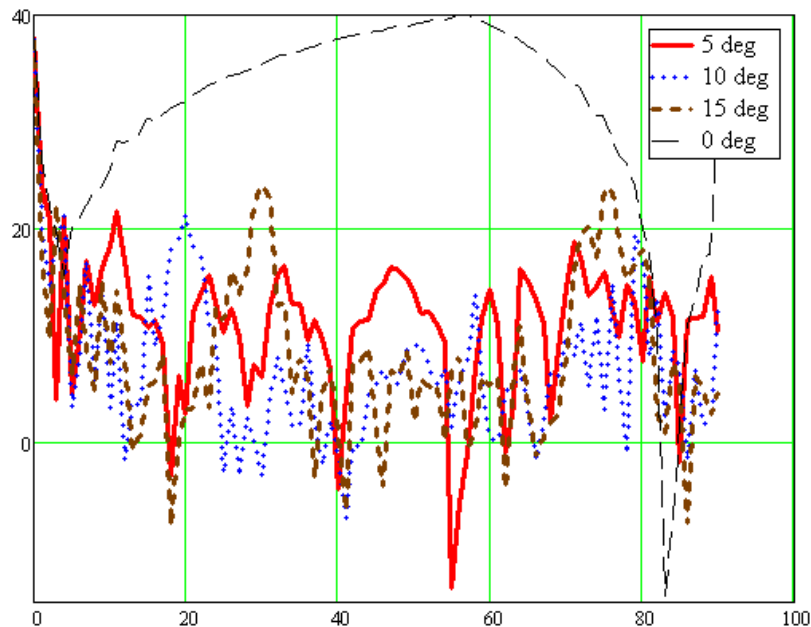


Рис. 3.6 Залежність ЕПР контейнерів із відхиленою бічною стороною із врахуванням підстильної поверхні в децибелах від m^2

Таким чином, введення нахилу дозволяє істотно знизити рівень розсіювання в широкому діапазоні кутів (від 5 до 80 градусів) у порівнянні з вихідною залежністю (чорна пунктирна лінія) - в середньому до 5 дБ з більш високим рівнем відбиття для різних кутів візування для різних нахилів. При цьому для різного нахилу бічної поверхні контейнерів істотно проявляються бічні пелюстки на кутах рівних подвоєному куту нахилу пластини, рівень відбиття перевищує 20 дБ для $\theta = 10, 12$ і 30 градусів для нахилу пластини у 5, 10 і 15 градусів відповідно.

Для пояснення високого рівня відбиття від прямокутних боксів над підстильною поверхнею було проведено моделювання розсіювання електромагнітної хвилі на кутниковому відбивачі (див. рис. 3.7), який складається з двох квадратних пластин зі стороною 16 см, товщина кожної пластини 1 см. Довжина хвилі падаючого випромінювання 3 см, поляризація горизонтальна (вектор напруженості електричного поля \vec{E} падаючої хвилі спрямований уздовж ребра кута - уздовж вісі Y).

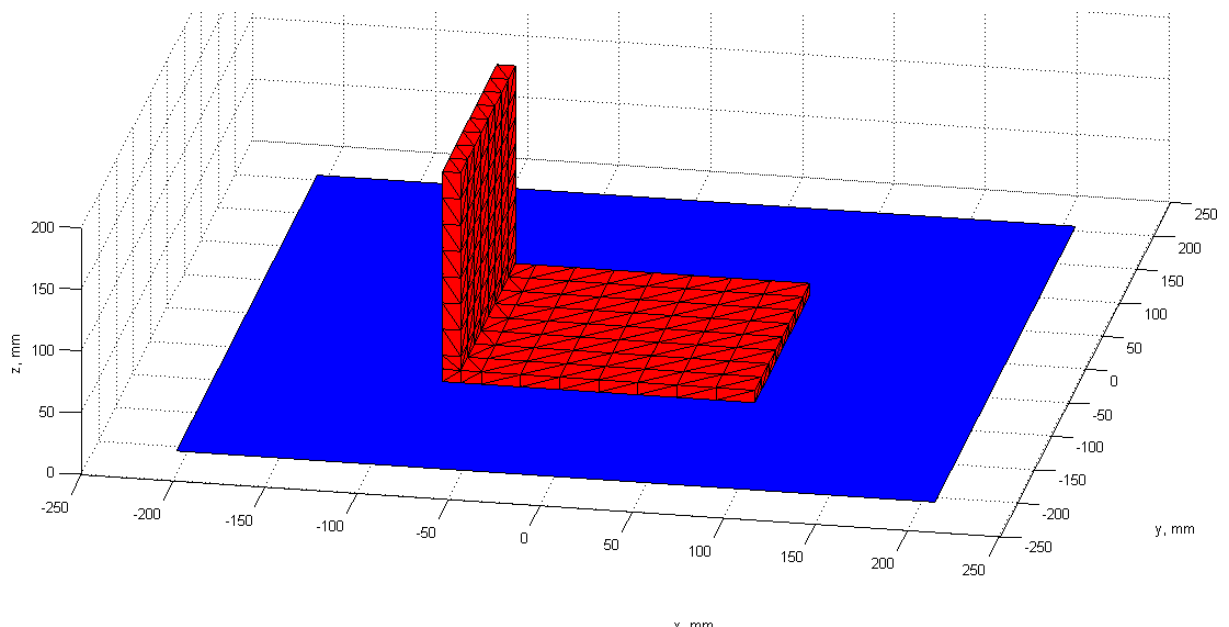


Рис. 3.7 Кутниковий відбивач

Кутниковий відбивач вважається ідеально металевим, підстильна поверхня обирається або металевим дзеркалом, або бетоном. Розраховується моностатична ЕПР відбивача в залежності від кута між зворотним напрямком осі і напрямком візування, при цьому кут змінюється від -90 (візування ззаду) до 90 градусів (візування спереду), 0 градусів відповідає зеніту. Результати моделювання в дБ від cm^2 представлені на рис. 3.8.

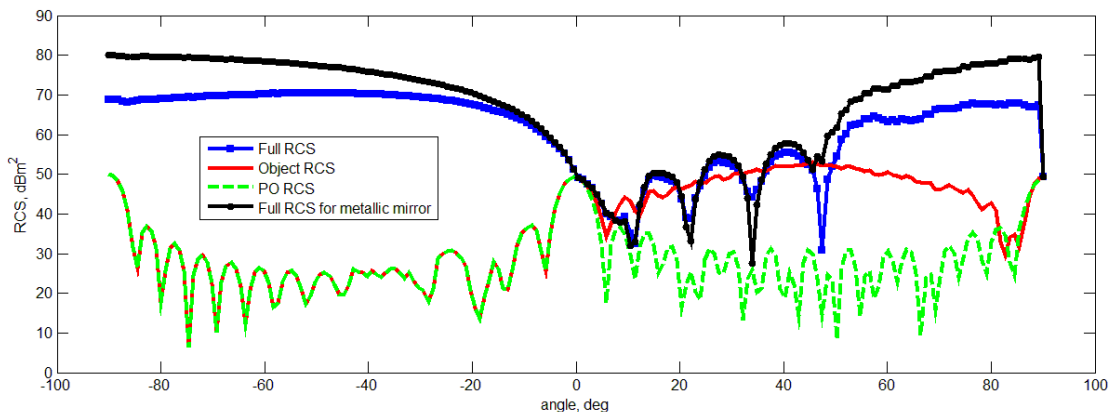


Рис. 3.8 Відбите поле від кутникового відбивача, зображеного на рис. 3.7

При цьому враховані різні компоненти розсіяного поля.

1) Враховується одинарне відбиття від різних граней об'єкта (фізико-оптична компонента) - зелена пунктирна крива на рис. 3.8. Ця залежність, фактично, є сукупністю відбиття від трьох прямокутних пластин розміром 16×16 см, для яких напрямок зеніту є -90 , 0 і 90 градусів відповідно (значення ЕПР в Зеніті приблизно відповідає теоретичному $\sigma = 4\pi S^2 / \lambda^2 = 9.15 \times 10^4 \text{ cm}^2 = 49.6 \text{ dB cm}^2$);

2) Також беруться до уваги одноразові перевідбиття між різними частинами об'єкта. Сума фізикооптичної і цієї частини розсіяного поля представлені на рис. 3.8 (червона суцільна крива). Для кутів $-90 \leq \theta \leq 0$ отримана залежність збігається з фізикооптичної ЕПР - для даних ракурсів перевідбиття між різними частинами об'єкта немає. Для кутів $0 \leq \theta \leq 90$ отримана залежність має максимум при $\theta = 45^\circ$ і нагадує добре відому ЕПР

для двогранного кутникового відбивача [46], при цьому для більшості ракурсів значення ЕПР збільшилася на 10-30 дБ від см^2 . Таке збільшення ЕПР пояснюється істотним впливом перевідбиття між гранями відбивача (шляхи перевідбиттів і фацети, що беруть участь в них для одного ракурсу зображені на рис. 3.9, червоним позначені фацети між якими відбувається перевідбиття, сині лінії шляхи перевідбиттів, чорна лінія - напрям візування). При урахуванні перевідбиттів спочатку враховується відбиття від першого фацета (на цьому етапі з відповідним коефіцієнтом враховується тільки відбиття в дзеркальному напрямку). Після цього знаходиться другий видимий з точки спостереження фацет, який перетинає промінь, відбитий від першого фацету; від цього фацета враховується фізикооптичне відбиття;

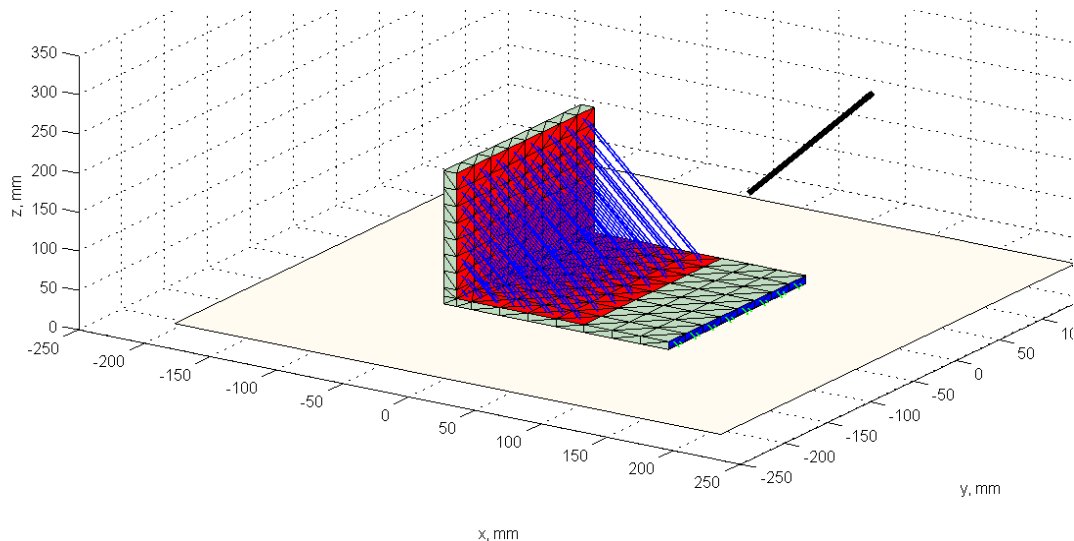


Рис. 3.9 Перевідбиття між гранями об'єкта для кута візування $\theta = 30^\circ$

3) перевідбиття між об'єктом і підстильною поверхнею (передбачається, що вона розташована в площині $z = 0$). Враховуються два варіанти підстильної поверхні - металеве дзеркало (ідеальний метал з коефіцієнтами відбиття 1 і -1 для вертикальної і горизонтальної поляризації відповідно) і бетон (діелектрик з $\varepsilon = 5.5$ і коефіцієнтами відбиття, що визначається за формулами Френеля). При розрахунках ЕПР об'єкта, розташованого на підстильній поверхні, крім згаданих вище компонент розсіяного поля враховуються також перевідбиття між об'єктом і підстильною

поверхнею (промені поширюються по шляху джерело - об'єкт - підстильна поверхня - приймач і по шляху джерело - підстильна поверхня - об'єкт - приймач), як зазначено в статті [17] інші відбиті компоненти значно менші зазначених і можуть не враховуватися в розрахунках.

Припустимо, що якийсь розсіювач висотою h розташовано на підстильній поверхні (див. рис. 3.10) і на нього під кутом φ відносно нормалі падає плоска хвиля. З геометричних міркувань зрозуміло, що кут $\angle BAC$ в трикутнику ABC також дорівнює φ . Очевидно, що дана хвиля буде можуть перевідбиватись від вертикальної поверхні розсіювача AB у всі точки катету BC трикутника ABC (див. рис 3.10). І тільки хвиля з точки A потрапить в найвіддаленішу від розсіювача точку C . З трикутника ABC довжина катета BC дорівнює

$$L = h \tan(\varphi) \quad (3.1)$$

Очевидно, що збільшення кута падіння φ призведе до збільшення і довжини «засвіченої» області L на підстильній поверхні.

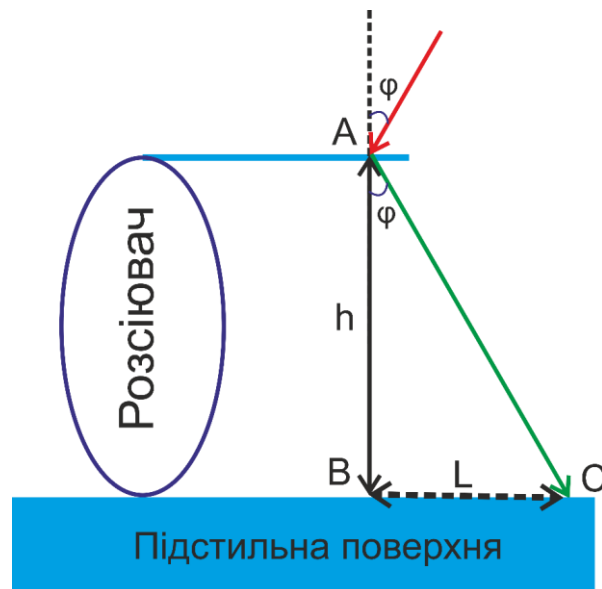


Рис. 3.10 Розсіювач на підстильній поверхні

Шляхи перевідбиттів між об'єктом і підстильною поверхнею для досліджуваного тут металевого куткового відбивача представлені на рис. 3.11.

Існує тільки невелике перевідбиття між передньою стінкою відбивача (товщиною 1 см) і підстильної поверхнею. Це відбиття з різною фазою підсумовується з іншими компонентами і призводить до появи на Рис. 3.8.в даному діапазоні кутів інтерференційних максимумів і мінімумів. На Рис 3.8. червоним позначено фацети, між якими відбувається перевідбиття, сині лінії шляху перевідбиттів між різними фацетом об'єкта, сині фацети - фацети які перевідбивають падаюче випромінювання на підстильну поверхню, зелені лінії шляхи цих перевідбиттів, чорна лінія - напрям візування. Залежності ЕПР слабо відрізняються за формою залежно від того, якою підстильна поверхня (бетонна чи металева). Слід відзначити, що висота максимумів і глибина мінімумів для бетонної підкладки виявляється менше, ніж для металу внаслідок більш низького значення коефіцієнта відбиття.

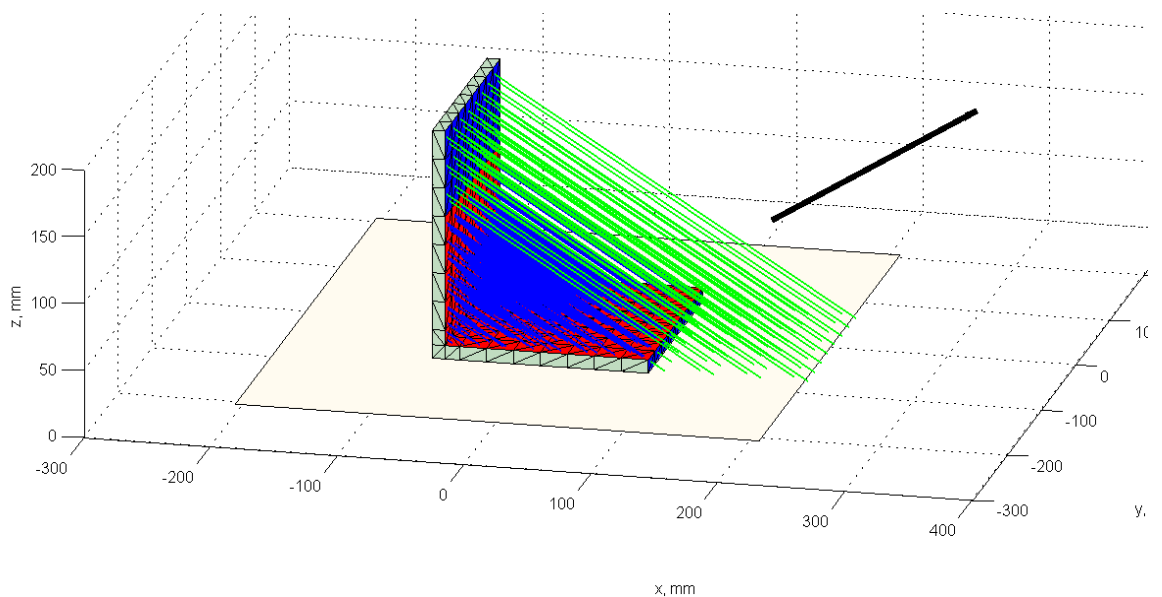


Рис. 3.11 Перевідбиття між гранями об'єкта для кута візування $\theta = 60^\circ$

В іншому діапазоні кутів на Рис. 3.8.ЕПР об'єкта має більше значення, причому при збільшенні кута падіння, зростає значення вібитого сигналу, що пояснюється збільшенням площі «засвіченої» ділянки підстильної поверхні. При цьому значення ЕПР для об'єкта, розташованого на металевому дзеркалі для більшості кутів візування в середньому на 10 Дб вище ніж для об'єкта розташованого на бетоні.

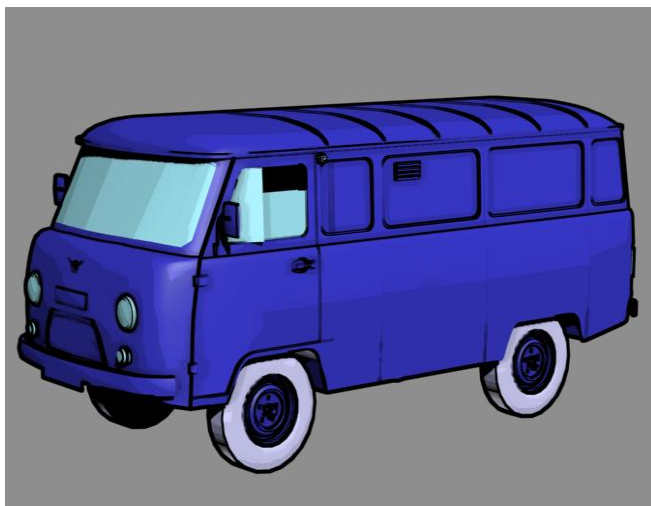
Таким чином, відзначимо, що використання підкладки кінцевої довжини для отримання ЕПР об'єкта в деякому діапазоні кутів (див. Рис 3.10), при цьому довжина підкладки L повинна визначатися згідно (3.1) залежно від того, в якому діапазоні кутів необхідно отримати значення ЕПР. Для кутів близьких до кутів ковзання $\varphi \rightarrow \pi / 2$ зрозуміло, що розрахунок за цією формулою дасть дуже великі значення L , тобто в цьому випадку об'єкт може перевідбивати випромінювання на підкладку на дуже велику відстань і очевидно, що в цьому випадку для кінцевих розмірів підкладки отримати таким чином коректне значення відбитого поля не вдасться.

3.1. Використання РПМ для зменшення помітності об'єкта

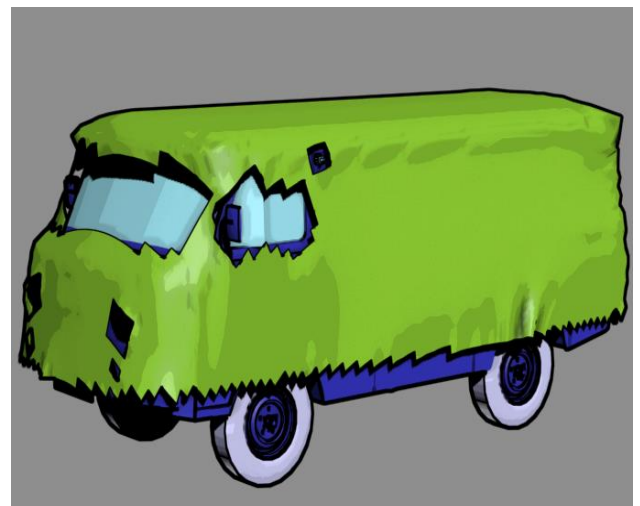
Останнім часом широко впроваджуються покриття килимового типу, які об'єднують в собі властивості поглиначів і дифуздорозсіюючих матеріалів. Переваги таких покриттів - низька вага, широкосмуговість, кутова і поляризаційна незалежність, багатофункціональність. Одним із способів їх реалізації є виготовлення у вигляді кручених гірлянд, що вплетені в квадратну комірку основи. Гірлянди виконані із плоских перфорованих стрічок з поглинаючого матеріалу зі спеціальним покриттям. В основу у вигляді сітки вплітаються окремі елементи електропровідного матеріалу. Кожен окремий елемент містить основний несучий шар у вигляді радіопрозорої полімерної плівки, додатковий поверхневий шар металу, нанесений на полімерну плівку з одного її боку шляхом вакуумного напилення, і два крайніх захисних шара емалі, що включають пігментні наповнювачі та антипіренові добавки. Згадані елементи виконані у вигляді гнучкої гірлянди спіралеподібної форми, із смужками, що радіально розходяться від центру кола. Смужки мають прямокутну форму та ширину 1 – 2 мм. Діаметр внутрішнього кола гірлянди уздовж осі закрутки по всій довжині елементів - є постійним та складає 3-5 мм. Конструкції подібного типу виконані на основі металізованої поліефірної плівки відомі під назвою

«Тернина» мають малу вагу $0.4 - 0.6 \frac{кг}{м^2}$, стійкі до впливу ГЗМ, допускають забарвлення в різні кольори, негорючі, широкосмугові (коефіцієнт відбиття, не більше - 20 - -15 дБ в діапазоні довжин хвиль 0.8 - 20 см). Аналогічним є і властивості і у РПМ типу «Контраст».

Слід зазначити, що вплив РПМ на помітність об'єкта складної форми і доцільність використання конкретного матеріалу для маскування конкретних частин цілі слід оцінювати для кожного об'єкта окремо. Щоб обґрунтувати дане твердження, розглянемо розсіювання електромагнітної хвилі на автомобілі УАЗ. При цьому досліджується вихідна модель УАЗ (рис. 3.12 - А) і замаскована за допомогою РПМ килимового типу (рис. 3.12 - Б). Досліджувана модель має наступні розміри: висота 2.1 м., ширина 2.08 м., Довжина 4.3 м. Передбачається, що коефіцієнт відбиття при падінні по нормалі від маскуючого матеріалу дорівнює -20 дБ, довжина хвилі 10 см., поляризація - горизонтальна. Досліджується азимутальна залежність ЕПР для згаданих вище об'єктів для кута місця 60 градусів від зеніту.



А



Б

Рис. 3.12 Досліджувана модель УАЗ без (А) і з (Б) використанням РПМ килимового типу

Отримані діаграми зворотного розсіювання представлені на рис. 3.13. При цьому кут 0 градусів відповідає напрямку з правого борту автомобіля, 90 градусів - спереду, 180 градусів - з лівого борту, 270 градусів - ззаду.

З Рис. 4.16 видно, що використання РПМ для маскуванню моделі приведе до зниження рівня відбиття для більшості ракурсів. Зокрема для азимутального кута рівного 4.4° значення ЕПР зменшується на 45 дБ. Однак, медіанне значення ЕПР для даних представлених на Рис. 4.16 дорівнює 1.3 м^2 для вихідної моделі і 0.3 м^2 для замаскованої моделі, що відповідає зниженню на 7 дБ.

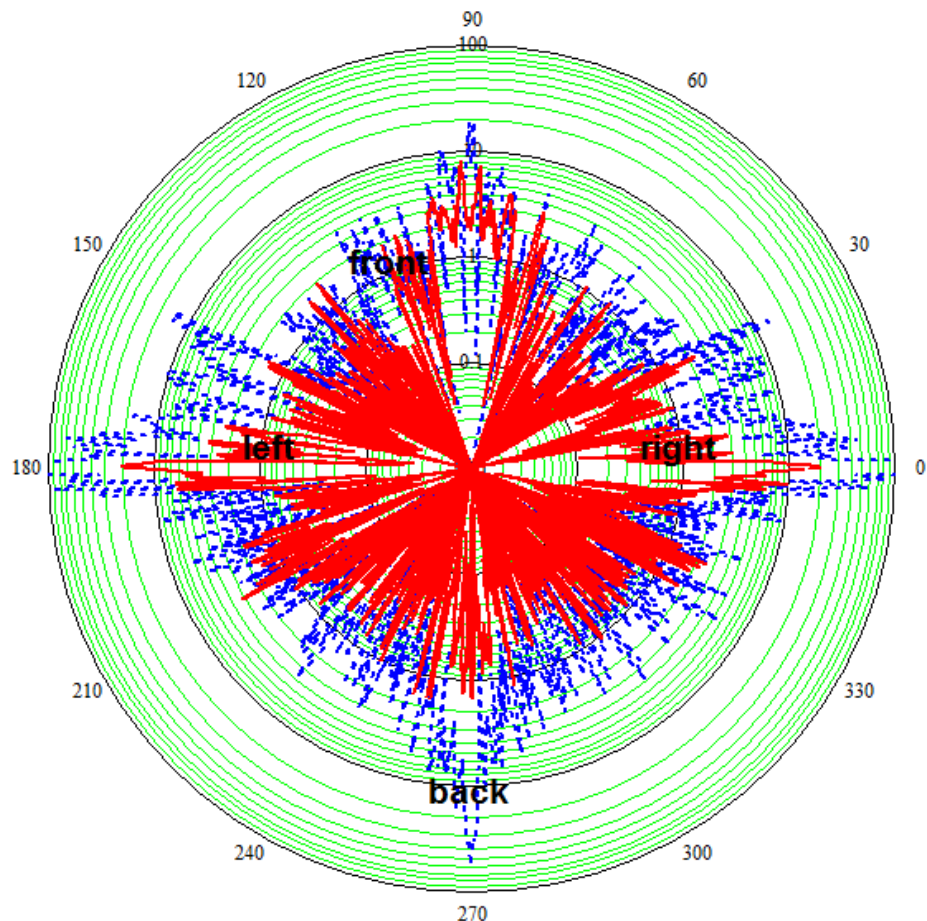


Рис. 3.13. Діаграма зворотного розсіювання для моделей УАЗу зображених на Рис. 4.15 -А (пунктирна крива) і Рис. 4.15 -Б (суцільна крива)

3.2. Комбінація геометричної модифікації об'єкту та часткового нанесення РПМ килимового типу для зменшення помітності об'єкта

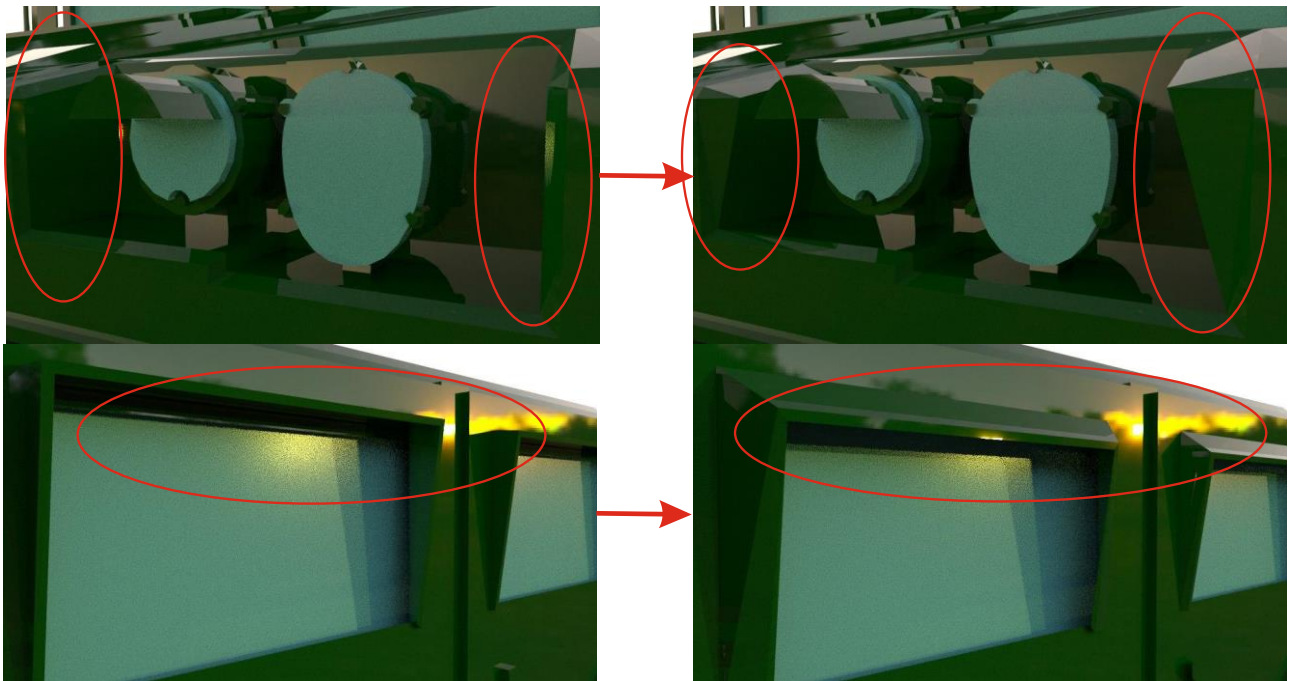
Для демонстрації комплексного підходу до зменшення радіолокаційної помітності була обрана модель автомобіля Hummer H1 (див. рис. 3.14). Геометричні розміри: висота 1.8 м, довжина 4.2 м, ширина 2.2 м. Модель розташовано на підстильній поверхні, що імітує бетонне покриття ($\varepsilon = 5.5, \mu = 1$). Довжина падаючої хвилі $\lambda = 3\text{ м}$, локація проводилась за кутом місця, азимутальний кут при цьому дорівнює 45° . Слід зазначити, що перевідбиття, схожі на перевідбиття кутникових відбивачів, можуть виникати не лише між підстильною поверхнею та об'єктом, як це описано у параграфі 4.1, а й між окремими частинами об'єкту. Так було помічено, що деякі частини об'єкту за певних ракурсів мають значний рівень перевідбитого поля між частинами об'єкту (\vec{E}_{r-r}). Тому саме ці частини було змінено геометрично (див рис. 3.15 - Б), наприклад вертикальні бічні стінки гнізда для фар та піддашки над вікнами були нахилені так, щоб не утворювалось прямих кутів. У якості РПМ було використано покриття, що дає зменшення відбитого поля на 20 дБ при нормальному падінні хвилі. Це покриття було нанесено на плоскі частини об'єкту, для яких значний рівень має поле, розсіяне гладкою частиною об'єкта (\vec{E}_s) компонента поля (див рис. 3.15 - А). Схожа модель розглядалась у [10]. Без використання геометричної модифікації, за рахунок нанесення РПМ було отримано зниження медіанного значення ЕПР на 13.5 дБ від м^2 [10]. З нанесенням РПМ на меншу площу, але з геометричною модифікацією об'єкту вдалось отримати зменшення медіанного значення ЕПР на 21.5 дБ від м^2 (див рис. 3.16).



Рисунок 3.14 Модель автомобіля Hummer H1



А



Б

Рисунок 3.15 Оптимізована модель автомобіля Hummer H1 А – нанесення РРМ, Б – геометрична модифікація

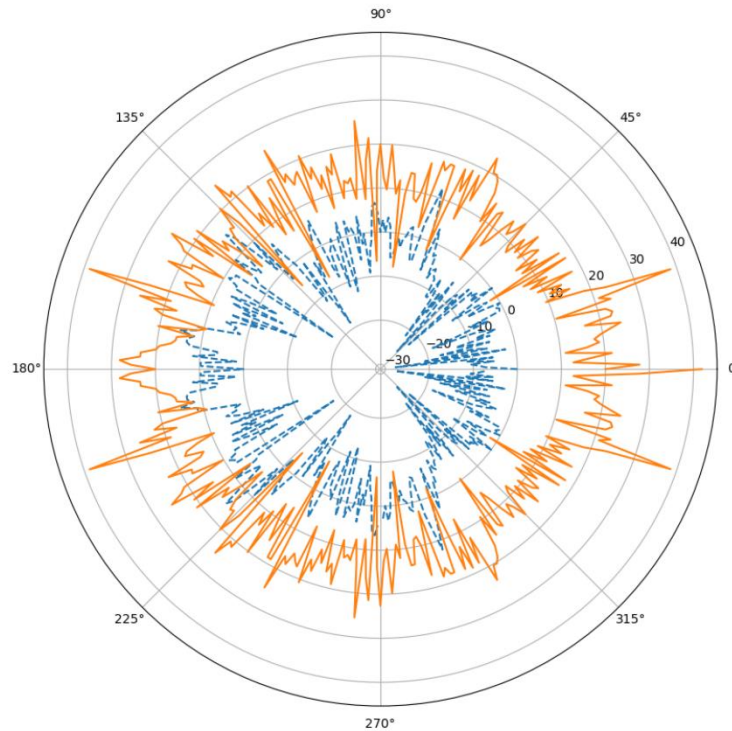


Рисунок 3.16 Отримане ЕПР у дБ від м² для моделі, зображеної на Рис 4.17 – суцільна крива, та модифікованої моделі, зображеної на Рис 4.18- А – пунктирна крива

Одним з різновидів радіопоглинаючих покриттів є покриття у вигляді намету. Для моделювання такого виду покриття пропонується наступний підхід: припустимо, що промені падаючого поля частково відбиваються від поверхні намету і частково проходять через нього. Відбиття від поверхні намету враховується за допомогою вищеописаної методики (як для звичайного об'єкту складної форми). Тобто для поверхні намету розраховуються різні компоненти поля (2.6). Також слід враховувати поле, яке проходить крізь намет. Тут ми не беремо до уваги заломлення хвилі під час проходження намету; ми припускаємо, що промінь під час двох переходів крізь намет (у бік об'єкта та від об'єкта) рухається вздовж однієї прямої. Перехід поля крізь намет враховується шляхом множення на коефіцієнт проходження намету $T^2 e^{-2\alpha d}$, де α - коефіцієнт поглинання

матеріалу, з якого виготовлено намет. В результаті отримуємо таку формулу для розрахунку поля, відбитого від об'єкта, вкритого наметом:

$$\begin{aligned} \vec{E}_{total} &= \vec{E}_c + T^2 e^{-2\alpha d} \vec{E}_r = \\ &= \sum_i \left(\vec{E}_c^{(1)} + \vec{E}_c^{(2)} + \vec{E}_c^{(3)} \right) + \\ &+ T^2 e^{-2\alpha d} \sum_j \left(\vec{E}_{obj}^{(1)} + \vec{E}_{obj}^{(2)} + \vec{E}_{obj}^{(3)} \right), \end{aligned} \quad (3.2)$$

де d - товщина намету. Ф формулі (3.2) сума по i відбувається для усіх фацетів покриття, а сума по j відбувається для усіх фацетів цілі, що вкрита наметом.

Модель автомобіля UAZ-2206 з розмірами: довжина $L = 4.4$ м, ширина $w = 2.1$ м, висота $h = 1.9$ м була обрана як приклад об'єкта складної форми для числового тестування запропонованого алгоритму. Поверхня об'єкту була змодельована 14288 плоскими трикутниками. З метою зменшення радіолокаційної видимості об'єкт був прикритий наметом (рис. 3.17). Він змодельований у вигляді двох прямокутників. Перший прямокутник з розмірами: довжина 4,35 і ширина 2,1 м горизонтальний, другий прямокутник з розмірами довжиною 4.35 м та висотою 2.2 м нахилено під кутом близько 6.5° від нормалі. Намет характеризується коефіцієнтом відбиття $R = 0.9$ і коефіцієнтом пропускання $T = 0.1$.

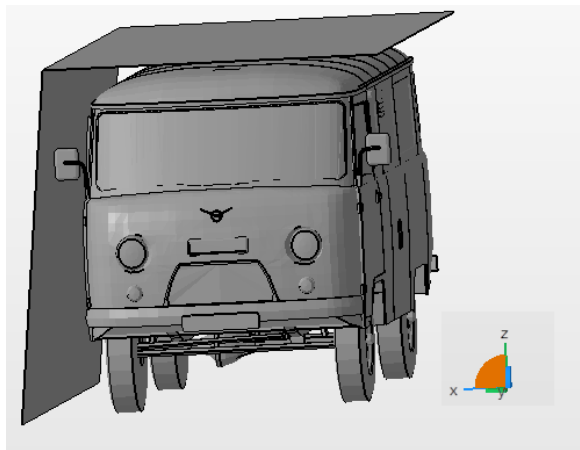


Рисунок 3.17 Модель досліджуваного об'єкта, вкритого наметом

Розраховану діаграму зворотного розсіяння для розглянутої моделі на довжині хвилі $\lambda = 30$ мм для горизонтальної поляризації показано на рис.3.18

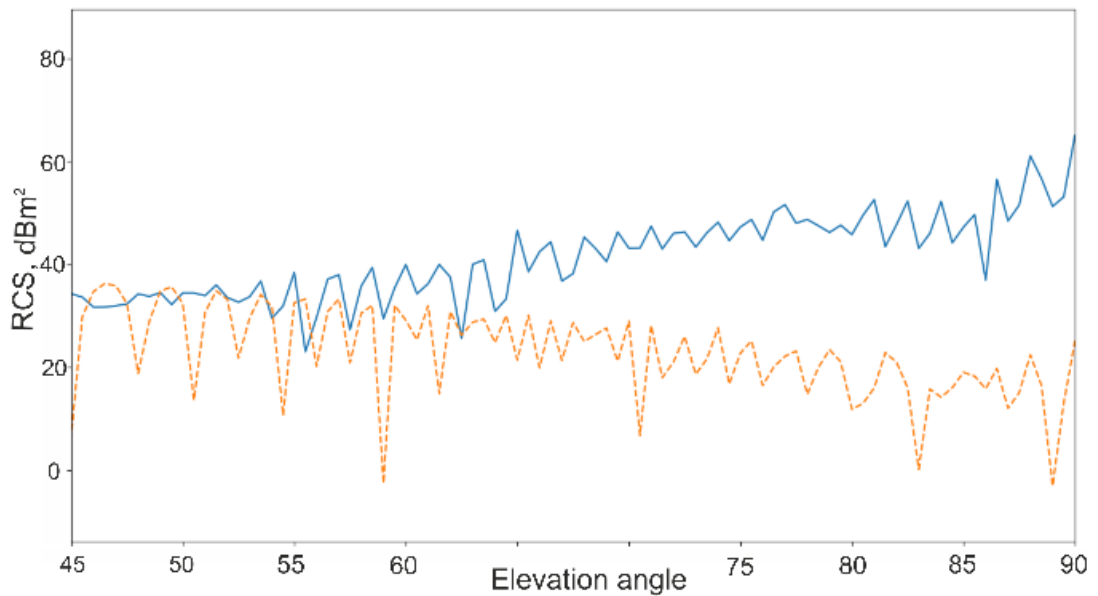


Рисунок 3.18 Результат числового моделювання, суцільна крива – ЕПР для автомобіля, пунктирна крива – ЕПР для автомобіля, вкритого наметом

Як видно з рис.3.18 використання такого намету дозволило зменшити відбитий сигнал від об'єкта, і таким чином видимість об'єкта зменшується під різними кутами. Важливо відзначити, що зниження RCS для деяких кутів спостереження є більшими за 20 дБ.

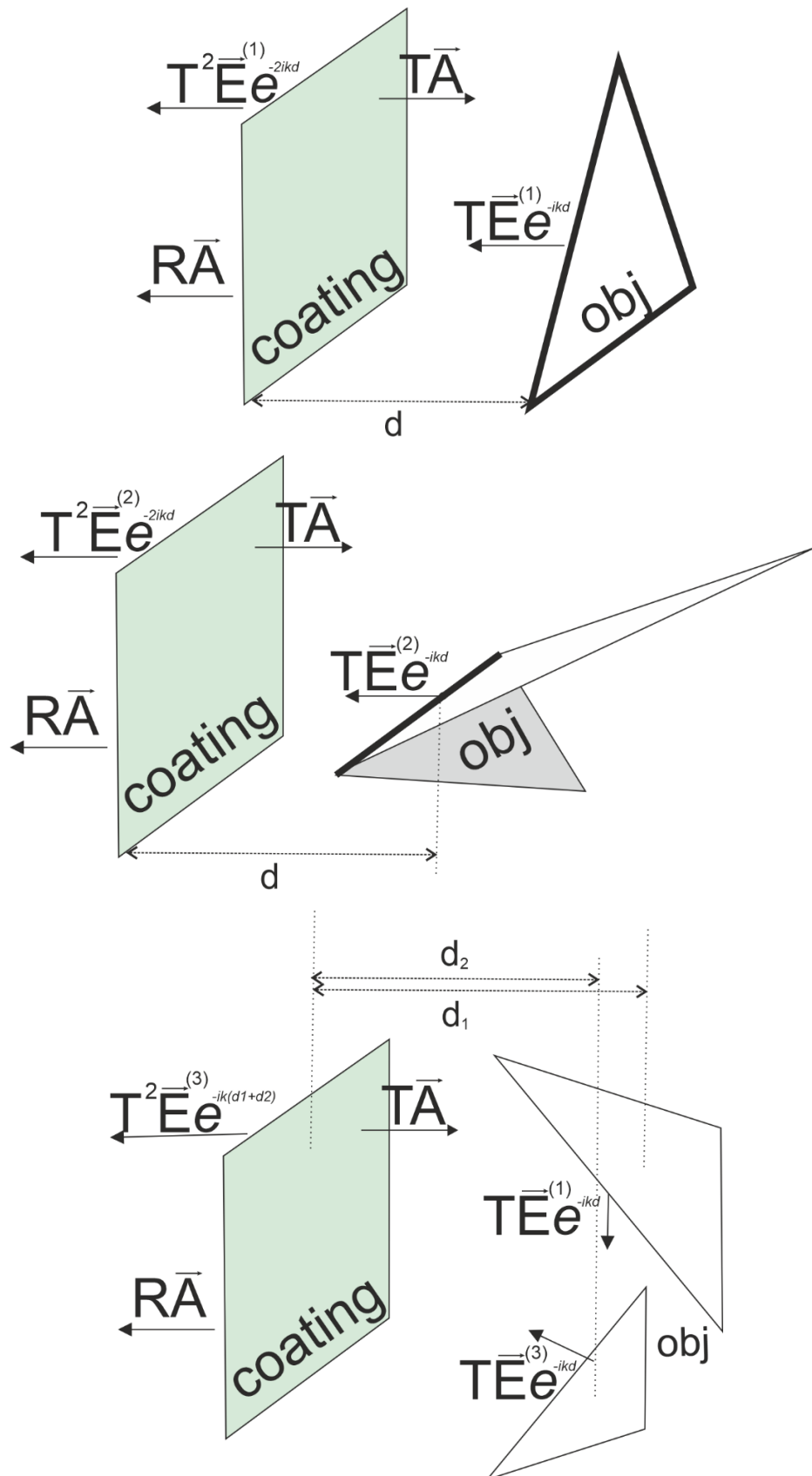


Рисунок 3.19 Схема врахування внеску покриття в загальне розсіяне поле
 А) –поле гладкої поверхні; Б) – поле, розсіяне ребрами; В) –поле перевідбиття

Для розрахунку внеску намету в повне розсіяне поле, який може бути розташований на деякій відстані від поверхні об'єкта, використовується наступний алгоритм:

1) Розрахувати за вищеописаним алгоритмом і зберегти всі компоненти поля для кожного видимого фацету об'єкта та для покриття окремо.

2) Для кожного видимого фацету моделі та покриття ми розраховуємо різні компоненти поля (2.6). Для елементів моделі ми використовуємо коефіцієнти, як показано на рис. 3.19. Для гладкої частини об'єкта амплітуда падаючого поля у формулах (2.14), (2.21), (2.32) для всіх компонент поля повинна бути помножена на T^2 , оскільки хвиля проходить двічі через покриття. Також амплітуда поля у формулах (2.14), (2.21), (2.32) для фацетів покриття множиться на коефіцієнт R . Оскільки поле розсіяне кожним фацетом покриття розраховується окремо, кожен фацет може мати унікальні значення R та T . Ці значення також можуть залежати від кута падіння за допомогою якоїсь дискретної чи непривної функції [11]. Для врахування зміни фази поля фацету та ребра, розраховані за формулами (2) і (6), помножуються на e^{-2jkd} , де d – відстань від деякого центра фацета (або від ребра) моделі до відповідного фацету намету. Для розрахунку перевідбитого поля формула (8) множиться на коефіцієнт $e^{-jk(d_1+d_2)}$, де d_1 — відстань між першим фацетом у схемі повторного відбиття та відповідним фацетом покриття, d_2 — відстань між другим фацетом та відповідним фацетом покриття (фацети покриття можуть бути різними для різних схем перевідбиття і вони можуть мати різні електромагнітні властивості). Відстані d, d_1, d_2 для різних граней можуть бути різними. Важливо відзначити, що в запропонованому алгоритмі ми не враховуємо заломлення хвилі в покритті. Ми припускаємо, що кожен промінь падаючої електромагнітної хвилі не змінює власний напрямок поширення після проходження покриття.

3) Обчислити загальне поле як суперпозицію повного поля об'єкта та повного поля покриття, помноженого на коефіцієнт відбиття покриття

$$\vec{E}_{total} = R\vec{E}_{tent} + T^2\vec{E}_{obj}, \quad (3.3)$$

R і T можуть бути різними для різних частин покриття або/ і залежать від кута падіння. Цей підхід схожий на відомий метод матриці передачі [17], спрощений для випадку, коли не враховуються повторні перевідбиття всередині шару намету. Подібний підхід був використаний у роботі [18] для моделювання дифракції електромагнітних хвиль ТМ на шарі із втратами у хвилеводі та в роботі [19] для врахування діалектичної підкладки для дифракційної решітки у відкритому порожньому діелектричному хвилеводі.

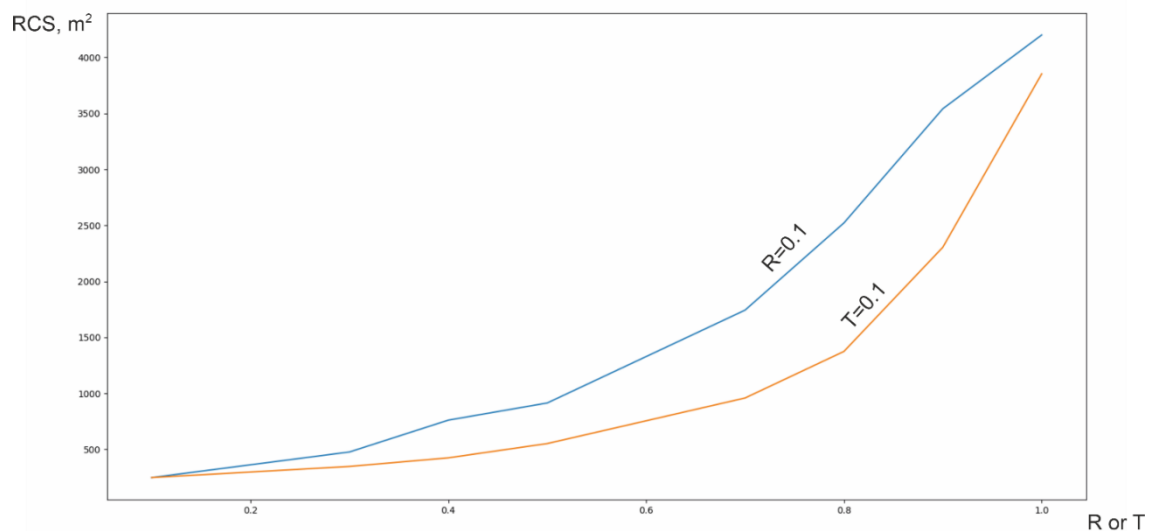


Рисунок 3.20 Медіанне значення ЕПР (σ_m) в залежності від коефіцієнта відбиття (R), коли коефіцієнт передачі має постійне значення ($R, T = 0,1$) (помаранчева крива) і коефіцієнта пропускання, коли коефіцієнт відбиття має постійне значення $R = 0.1, T$) (синя крива).

Для автомобіля HUMMER-H1 (див. рис.3.23-А) із розмірами: довжина $L = 4.7$ м, ширина $w = 2.2$ м, висота $h = 2.0$ м за допомогою описаного вище алгоритму було отримано залежності ЕПР об'єкту від коефіцієнтів відбиття та коефіцієнта проходження намету. Поверхню об'єкту було змодельовано за допомогою 27365 плоских трикутників. З метою зниження радіолокаційної помітності об'єкта та перевірки запропонованого алгоритму врахування покриття об'єкт накрили наметом (рис.3.23-Б), що складається з 1080

плоских трикутників. Поверхня об'єкта вважається ідеальним електропровідним матеріалом. Покриття характеризується коефіцієнтами відбиття R і пропускання T . Розглядається спрощений випадок, коли R і T є постійними для всієї поверхні покриття. Параметри R і T можна змінити, і відповідно до алгоритму в цьому випадку немає необхідності повторно визначати видимі грані об'єкта та повторно розрахувати усі компоненти розсіяного поля з формули (2.6). Щоб оцінити видимість об'єкта, обчислюємо медіанне значення ЕПР об'єкта. Моделювання проводилось для довжини хвилі $\lambda = 30$ мм, горизонтальної поляризації поля падаючого випромінювання та для кута місця $\theta = 30^\circ$, сканування проводилося в азимутальній площині. Розраховано діаграми зворотного розсіювання для моделі без покриття та під покриттям з різними коефіцієнтами відбиття та пропускання (див. рис. 3.24). Для деяких напрямків використання покриття не зменшує розсіяне поле. Це пов'язано з явищем інтерференції полів від окремих частин об'єкта. Однак середнє значення ЕПР зменшується для всіх випробуваних покриттів. Усі моделювання були проведені з однаковим об'єктом складної форми. Змінювались лише значення R та T для покриття, для яких отримано різні медіанні значення ЕПР. Результати моделювання представлено на рис. 3.21. Як бачимо, медіанне значення ЕПР (σ_m) нелінійно залежить від коефіцієнтів пропускання (T) і відбиття (R) покриття. Залежність середнього медіанного ЕПР від коефіцієнтів відбиття та пропускання, коли інший з коефіцієнтів має постійне значення, представлений на рис. 3.20. Як бачимо, починаючи з деякого значення коефіцієнта відбиття (пропускання), далі зменшення R або/і T призводять до дуже невеликого зменшення медіанного ЕПР об'єкта. Подібний результат можна побачити на рис. 3.22. Описаний ефект зміни ЕПР об'єкта складної цілі також показаний авторами в роботі [74] для спрощеної моделі покриття. Як видно з рис. 3.24, для деяких напрямків спостерігалось деяке збільшення ЕПР об'єкта. Це пов'язано з тим, що ми виконуємо підсумовування векторних полів, а в

деяких випадках і полів від деяких фацеїв, які раніше підсумовувалися в протифазі, але після проходження покриття змінили фази. Однак середнє значення для моделі з маскувальним покриттям (коли сума R і T менш за приблизно 0,9) менше, ніж для моделі без покриття.

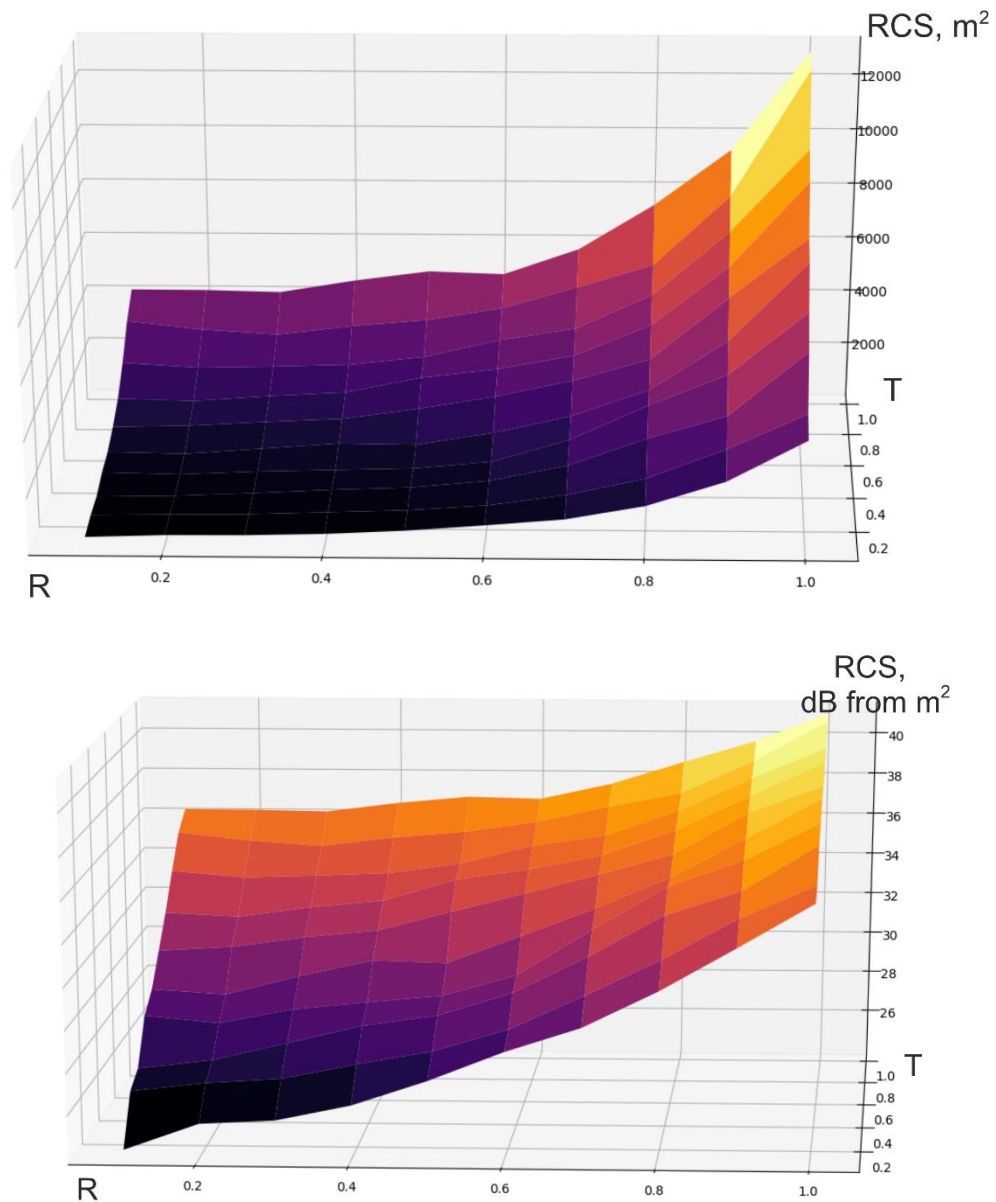


Рисунок 3.21 Медіанне значення ЕПР (σ_m) в залежності від значення коефіцієнта відбиття (R) і коефіцієнта пропускання (T) для покриття.

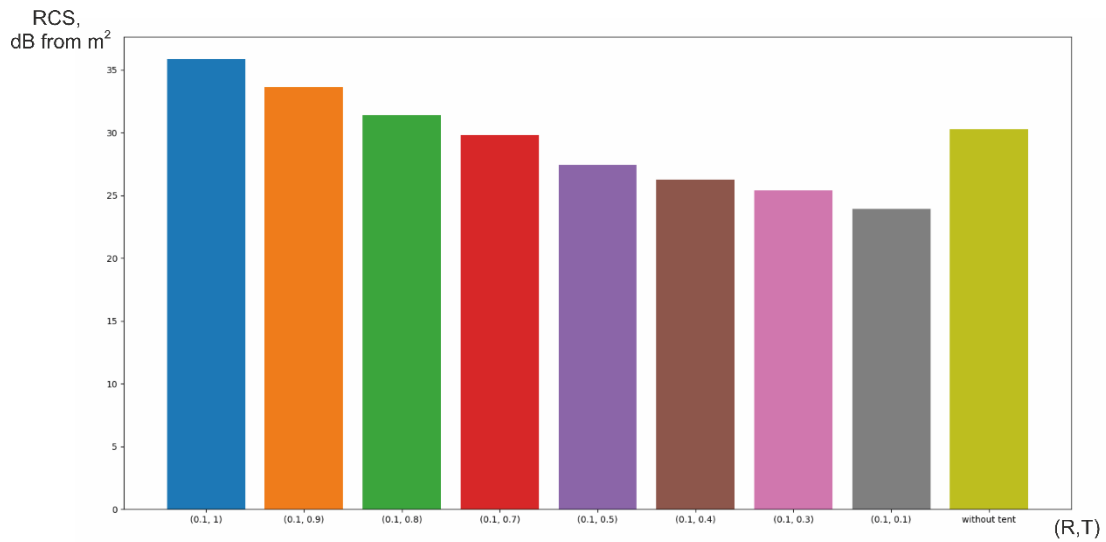
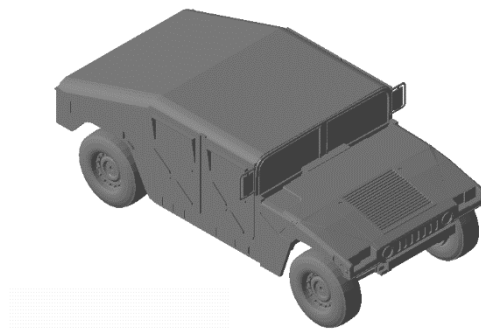
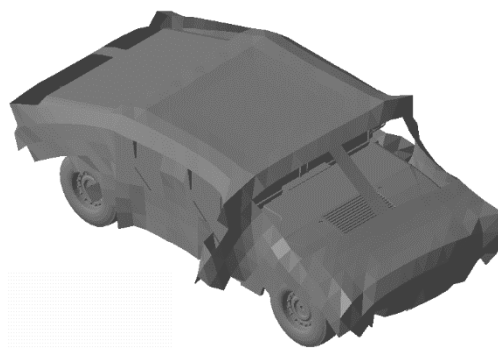


Рисунок 3.22 Діаграма медіанних значень ЕПР для деяких значень R і T для покриття



A)



B)

Рисунок 3.23 Модель тестового об'єкта А) - без покриття Б) - з покриттям

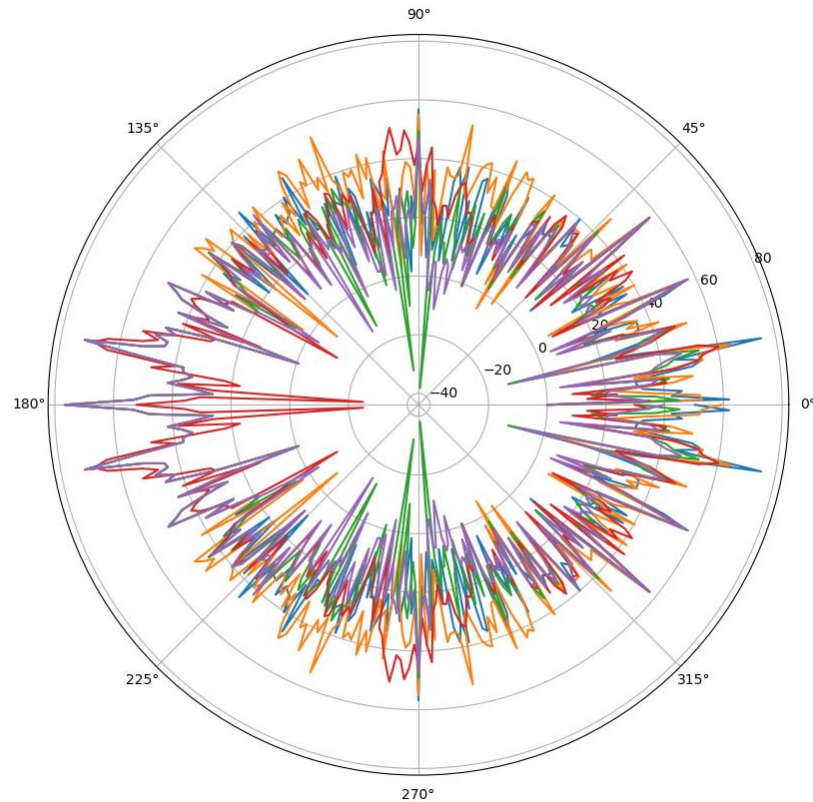


Рисунок 3.24 Діаграма зворотного розсіювання для деяких значень R та T: синій – $R=0.1$, $T=1$; помаранчевий - $R=0.1$, $T=0.5$; зелений - $R=0.5$, $T=0.1$; червоний - $R=0.1$, $T=0.1$; фіолетовий – без покриття.

Висновки до розділу 3

У цьому розділі показано новий метод моделювання дифракції електромагнітного поля на складному об'єкті, покритому напівпрозорим наметом, який є моделлю радіопоглинаючого матеріалу. Запропонований метод засновано на відомому методі SBR, який полягає в запуску променів на досліджуваній об'єкт. У запропонованому алгоритмі ми припускаємо, що амплітуда променя (у разі його проходження через намет) зменшується на деякий коефіцієнт, що визначається властивостями матеріалу з якого виготовлено намет. Також враховується поле, відбите від поверхні намету. Запропонований алгоритм маю високу числову ефективність: він дозволяє

спочатку забезпечити моделювання дифракції хвиль для «голоного» об'єкта без маскуванню (що займає більшу частину часу розрахунку), а потім швидко перерахувати отримані результати для наметів з різними геометричними формами і різними електромагнітними властивостями.

Описаний у цьому розділі алгоритм також може бути використаний для пришвидшення розрахунку даних для покриттів різної форми, оскільки зазвичай покриття моделюється зі значно меншою кількістю граней, ніж модель. Також помічено, що для деяких напрямків спостерігалось деяке підвищення ЕПР об'єкта, коли його вкривали покриттям. Це пов'язано з тим, що ми виконуємо векторне підсумовування, і для деяких випадків поля з різних граней раніше підсумовувалися з протилежними фазами, але після накривання моделі покриттям, вони змінювали свої фази і підсумовуються з іншими фазами. Але середнє значення для моделі покритої покриттям менше, ніж для моделі без покриття, коли сума R і T менша за 0.9.

РОЗДІЛ 4

ОЦІНКА ВІРОГІДНОСТІ ПЕЛЕНГУВАННЯ НА ОСНОВІ СТАТИСТИЧНОЇ ОБРОБКИ ДАНИХ

У цьому розділі розглядається, що більш універсальною є апроксимація гістограм результатів вимірювання ЕПР за допомогою сплайнів.

З 1946 року в математиці почалось інтенсивне вивчення сплайнів, коли в Ісаак Шенберг [76] вперше вжив цей термін як позначення для розглянутих ним функцій з "кусочними" властивостями.

На цей момент існує велика кількість статей, наукових робіт і серія монографій, присвячених теоретичним дослідженням і практичному застосуванню сплайнів в різноманітних галузях [77], [78], [79]. Однак наразі нам нічого невідомо про роботи, в яких сплайни використовують для апроксимацій функцій розподілу, а також при оцінці помітності об'єктів складної форми.

Порівнюються різні способи апроксимації функції розподілу для гістограм результатів вимірювання ЕПР: нормальний розподіл; розподіл хі-квадрат; розподіл Релея; логнормальний розподіл та апроксимація за допомогою сплайнів. Для визначення параметрів розподілу використовується метод найменших квадратів (МНК). Для оцінки помітності об'єкта Ω (вірогідність пеленгування об'єкту) оцінюється значення інтеграла від функції розподілу від деякого граничного значення ЕПР σ_{gr} до ∞ (реально до максимального значення ЕПР):

$$\Omega = \int_{\sigma_{gr}}^{\infty} f(\sigma) d\sigma \quad (4.1)$$

У даній роботі в якості вхідної інформації ми розглянемо діаграму зворотного розсіювання, отриману для хвилі 3 см при горизонтальній поляризації для моделі, зображеної на рис 4.1.

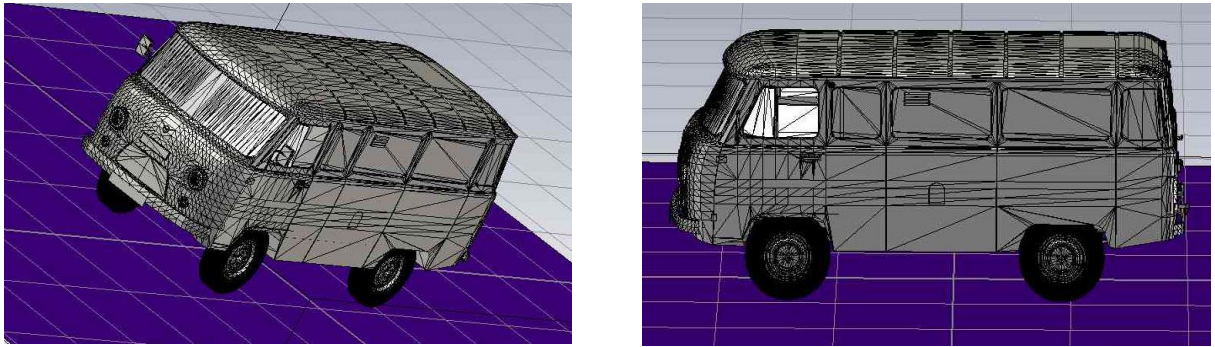


Рис. 4.1 Модель, що використовувалась в роботі

У розрахунках враховується перевідбиття між об'єктом і підстильної поверхнею. Для оцінки радіолокаційної помітності об'єкта необхідно розрахувати діаграму зворотного розсіювання (ДЗР) для об'єкта розташованого на різних поверхнях. У наших розрахунках підстильну поверхню характеризується двома параметрами:

1. Зворотне розсіювання, обумовлене дифузним розсіюванням на нерівностях поверхні. Воно створює «фоновий» сигнал. Даний параметр не включено в розрахунок ДЗР об'єкта, але враховується при подальшій обробці даних.

2. Дзеркальне відбиття, яке впливає на зворотне розсіювання від об'єкта через перевідбиття між підстильною поверхнею і об'єктом розсіяння [48].

Після розрахунків за допомогою описаного вище алгоритму отримується кутова залежність ЕПР (в квадратних метрах) для досліджуваної моделі (див. рис. 4.2).

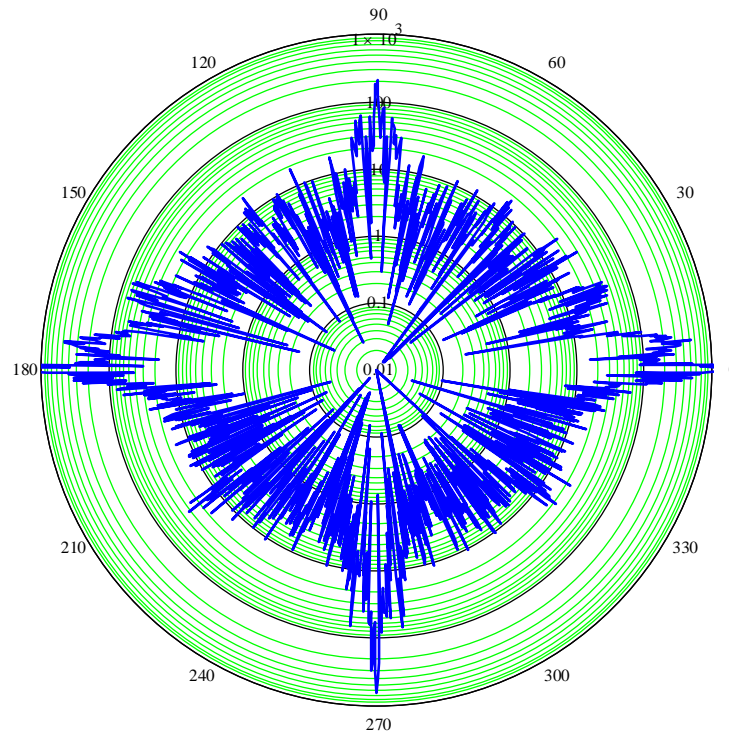


Рис. 4.2 Кутова залежність ЕПР (ДОР) для об'єкта.

Кутову залежність приведену на рис. 4.2 можна дискретизувати с різним кроком. В роботі розглядається дискретизація з кроком 0.2° , 1° і 3° . При цьому, дані з кроком 0.2° розглядається як найбільш точні, з якими порівнюються результати для інших кроків.

Радар може запеленгувати об'єкт з різних непередбачуваних напрямків. Отже, для радара ЕПР є певним випадковим сигналом, і ймовірність запеленгувати або не запеленгувати ціль може бути розглянута з точки зору статистики. Для нашого випадку отримана кутова залежність ЕПР має статистичні параметри (в квадратних метрах) представлені в табл. 4.1.

Слід зазначити, що середні значення і різниця максимального і мінімального значення ЕПР (розмах) з табл. 4.1. мають дуже велике порівняно з середнє квадратичним відхиленням значення. Це пояснюється тим, що металеві частини моделі формують велике число кутових відбивачів, які, як відомо [46], дають великий рівень відбиття.

Таблиця 4.1

Оцінка статистичних показників (в метрах квадратних) для ЕПР із різним кроком дискретизації

Крок→			
Назва статистичного параметру	0,2°	1°	3°
Середнє арифметичне	32,85	51,94	21,62
Середнє геометричне	4,38	4,23	4,33
Розмах	5588,3	5588,28	653,49
Медіана (μ)	4,13	3,82	4,25
Середнє квадратичне відхилення (σ)	252,64	418,33	74,85

Для оцінки ймовірності запеленгувати об'єкт (4.1) необхідно апроксимувати функцію розподілу якоюсь відомою функцією, що дасть змогу розрахувати вірогідність пеленгування об'єкту для якогось відомого значення граничної ЕПР.

Щоб підібрати криву розподілу, що буде найліпше апроксимувати гістограми використаємо метод найменших квадратів (МНК). Суть цього методу полягає у тому, що апроксимуюча функція повинна будуватись так, щоб сума квадратів відхилень координат усіх точок (середин стовбців гістограми) від тих же координат графіку обраної функції була мінімальна.

Розглянемо реалізацію МНК більш детально для побудування поліному другого порядку:

Нехай ми маємо ряд значень деякої величини y , що залежить від параметра x і відповідні значення змінної x , тобто $y_i = y(x_i)$. В якості апроксимуючої функції обрано полігон другого порядку:

$$y_m = y_m(x) = y = a_2 x^2 + a_1 x + a_0 \quad (4.2).$$

Розглянемо суму квадратів відхилень вихідних точок y_i і $y_m(x_i)$, позначимо цю величину через S . За вимогами до побудови моделі ця величина повинна бути мінімальною

$$S = \sum_{i=1}^N (y_m(x_i) - y_i)^2 \rightarrow \min \quad (4.3)$$

Для знаходження мінімуму S необхідно підібрати параметри моделі a_0, a_1, a_2 так, щоб часткові похідні по ним від (4.3), як функції параметрів дорівнювали нулю (достатня умова екстремуму функції):

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial a_j} S &= \frac{\partial}{\partial a_j} \sum_{i=1}^N (y_i - y_m(x_i))^2 = \\ &= \sum_{i=1}^N \frac{\partial}{\partial a_j} (y_m(x_i) - y_i)^2 = 2 \sum_{i=1}^N (y_m(x_i) - y_i) \frac{\partial}{\partial a_j} y_m(x_i) = 0, \end{aligned} \quad (4.4)$$

де N – кількість вихідних точок $y_i, j=0,1,2,..$. Після розрахунку усіх часткових похідних, прирівняємо їх одночасно нулю. В результаті будемо мати систему лінійних алгебраїчних рівнянь (СЛАР) відносно параметрів моделі, кількість рівнянь співпадає з кількістю питомих параметрів моделі:

$$\begin{cases} Na_0 + a_1 \sum_{i=1}^N x_i + a_2 \sum_{i=1}^N x_i^2 = \sum_{i=1}^N y_i \\ a_0 \sum_{i=1}^N x_i + a_1 \sum_{i=1}^N x_i^2 + a_2 \sum_{i=1}^N x_i^3 = \sum_{i=1}^N x_i y_i \\ a_0 \sum_{i=1}^N x_i^2 + a_1 \sum_{i=1}^N x_i^3 + a_2 \sum_{i=1}^N x_i^4 = \sum_{i=1}^N x_i^2 y_i \end{cases} \quad (4.5)$$

Систему (4.5) можна розв'язати різними способами, наприклад методом Гауса для рішення СЛАР [80].

Із розв'язку системи (4.5) отримуємо невідомі параметри a_0, a_1, a_2 функції (4.2).

4.1. Еталонна вірогідність

Для еталонного значення вірогідності виявлення досліджуваного об'єкта використовуємо (4.1), де в якості функції розподілу $f(\sigma)$ вибираємо функцію у вигляді суми дельта функцій, піки яких відповідають визначеним значенням

$$f_{\text{еталон}}(\sigma) = \sum_{i=1}^N \delta(\sigma - \sigma_i) / N \quad (4.6)$$

Розраховані еталонні вірогідності (для $\sigma_{th} = 2.794$) пеленгування наведені у табл. 4.2 .

Таблиця 4.2

Оцінка еталонної вірогідності пеленгування для ЕПР із різним кроком дискретизації.

Крок	0.2°	1°	3°
Вірогідність пеленгування	61.1%	59.2%	61.,7%

4.2. Нормальний розподіл

Нормальний розподіл є типом безперервного розподілу. Абрахам де Муавр вивів нормальний закон розподілу ймовірностей. Основні ідеї цього відкриття були використані в теорії помилок вперше К. Гаусом і А. Лапласом, які внесли відчутний теоретичний внесок у розробку самого закону. Зокрема, К. Гаус у своїх розробках виходив з визнання найбільш ймовірним значенням випадкової величини - середнє арифметичне. Загальні умови виникнення нормального розподілу встановив О.М. Ляпунов. Ним було доведено що, якщо досліджувана ознака являє собою результат сумарної дії багатьох факторів, кожен з яких є мало пов'язаним з більшістю інших, і вплив кожного фактора на кінцевий результат набагато

перекривається сумарним впливом всіх інших факторів, то розподіл стає близьким до нормального.

Для нормального розподілу густина ймовірностей визначається як:

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}}, \quad (4.7)$$

де σ - середнє квадратичне відхилення, μ - математичне очікування (середнє значення або медіана). В залежності від μ та σ графіки функцій розподілу виглядають як показано на рис. 4.3:

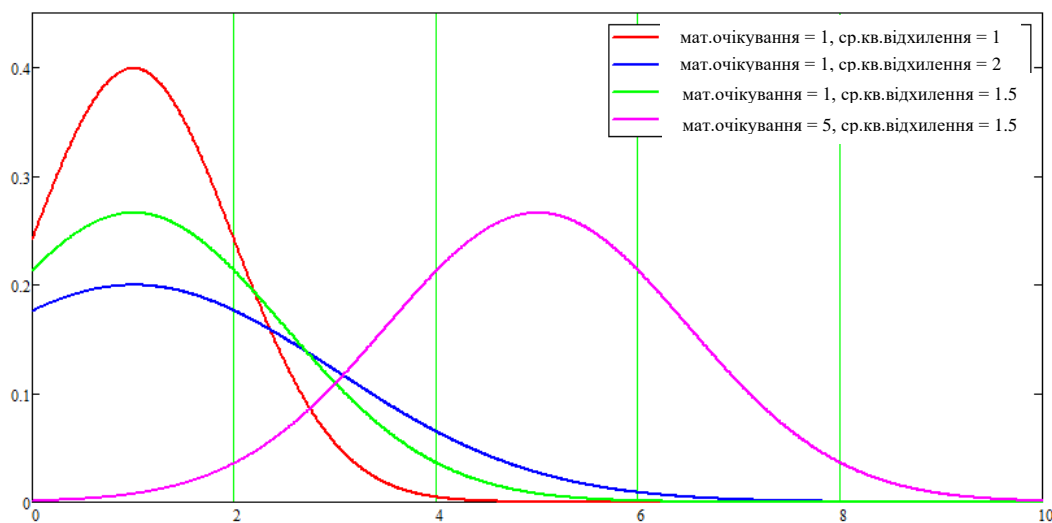


Рис. 4.3 Графіки функцій нормального розподілу при різних μ та σ

Якщо у (4.7) використати σ та μ , які наведено у табл.4.1. то ми будемо мати апроксимації гістограм, зображені на рис.4.4. Як можна бачити з рис.4.4. нормальний розподіл за обчисленими параметрами у нашому випадку дуже погано апроксимує гістограми ЕПР для будь-якого кроку.

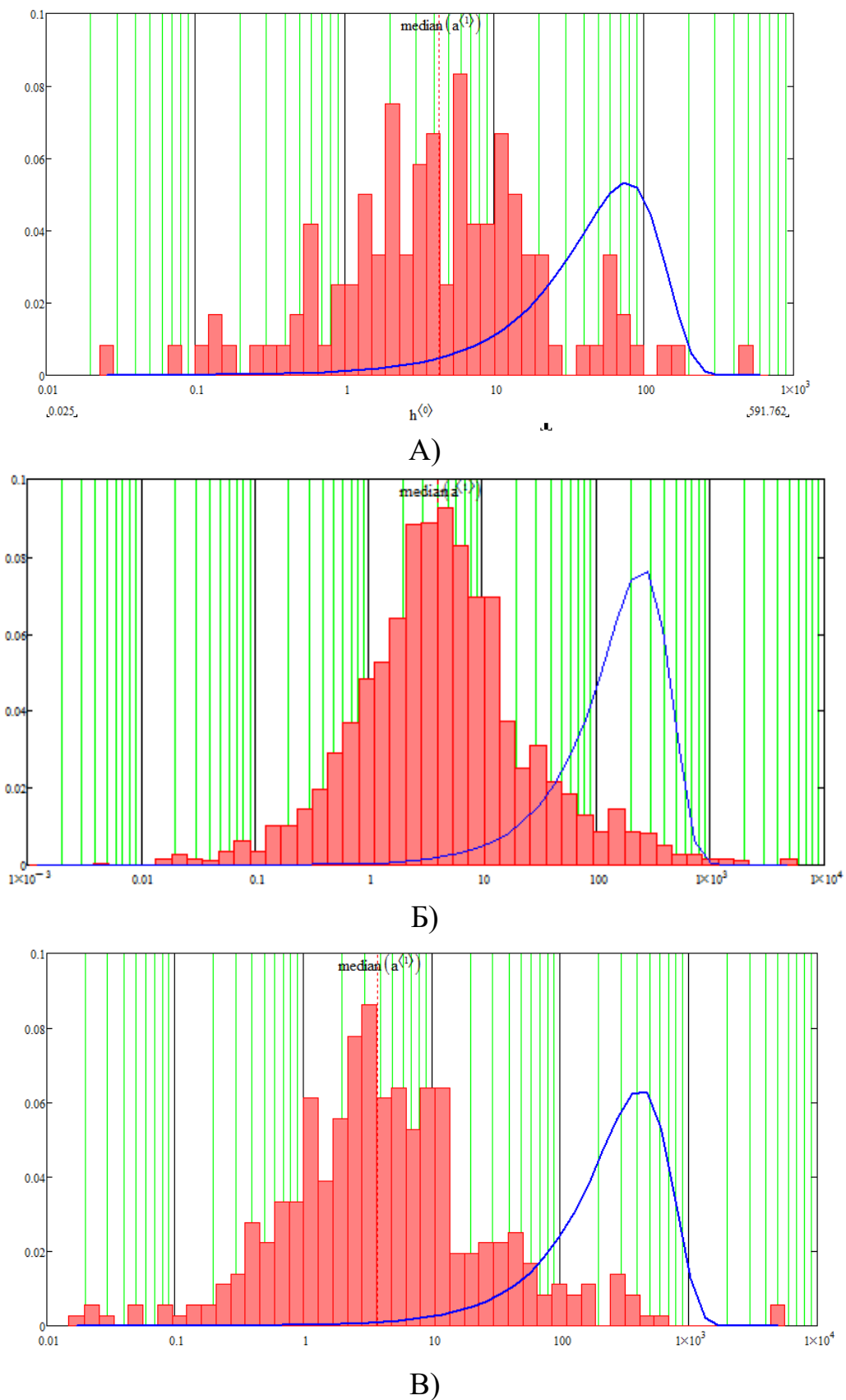


Рис. 4.4 Гістограми у логарифмічній шкалі для даних із різними кроками та нормальний розподіл за обчисленими параметрами: А) – крок 0.2° ; Б) – крок 1° ; В) – крок 3°

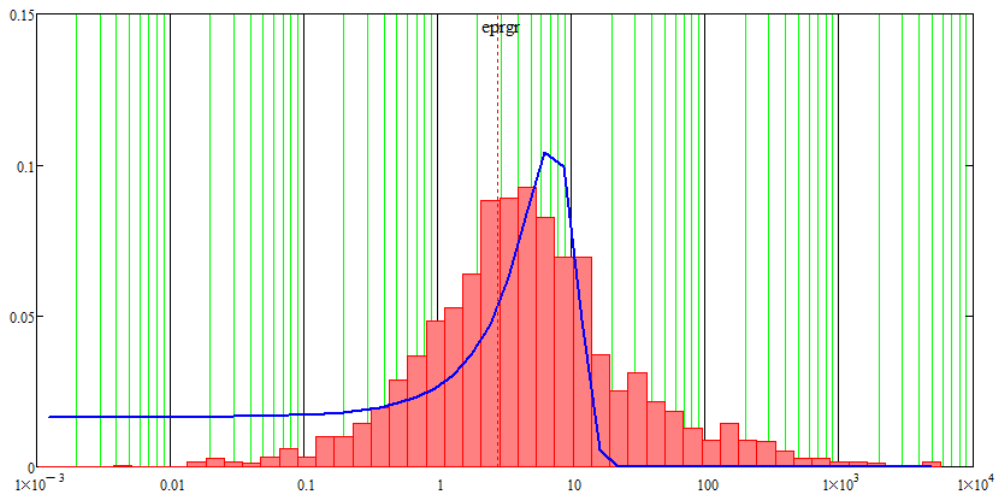
Використовуючи в якості апроксимуючої функції – нормальний розподіл (4.7) знайдемо за допомогою МНК його параметри σ та μ (див. табл.4.3.).

Таблиця 4.3

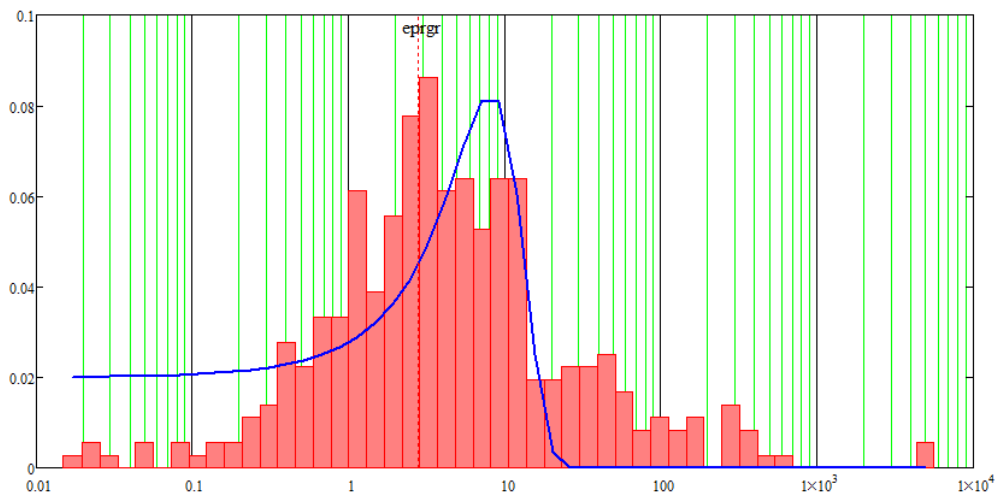
Розраховані за допомогою МНК середнє квадратичне відхилення та математичне очікування для ЕПР із різним кроком дискретизації.

Крок →			
Назва статистичного параметру	0.2°	1°	3°
Медіана (μ), м²	7.22	8.12	10.03
Середнє квадратичне відхилення (σ), м²	3.7	4.8	6.06

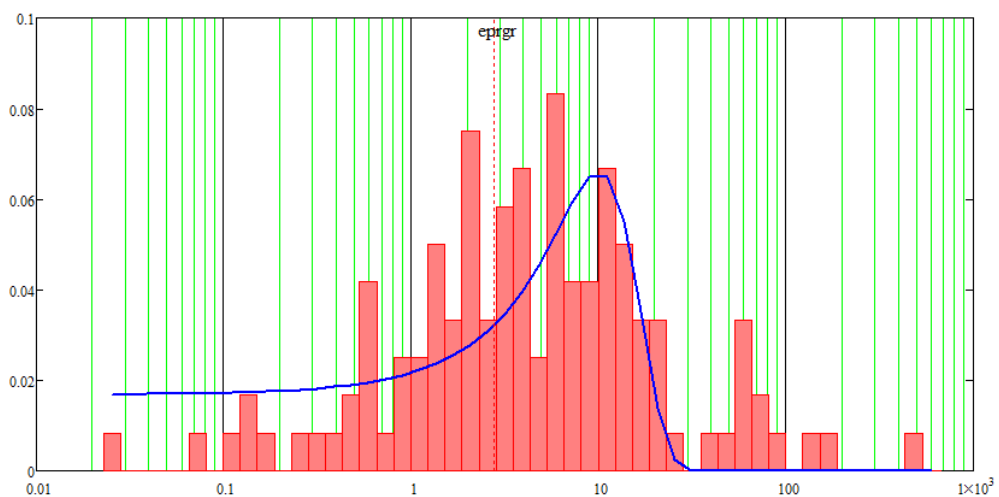
Використовуючи дані з табл.4.3. можна побудувати функції розподілу, що зображені на рис. 4.5.



A)



B)



B)

Рис. 4.5 Гістограми для даних із різними кроками та нормальний розподіл з обчисленими за допомогою МНК параметрами: А) – крок 0.2° ; Б) – крок 1° ; В) – крок 3°

4.3. Розподіл хі-квадрат

Розподіл хі-квадрат (χ^2 -розподіл) – безперервний розподіл, що визначається як розподіл суми квадратів n незалежних випадкових величин за стандартним нормальним розподілом. Вперше цей розподіл було досліджено астрономом Ф. Хельмертом в 1876 році. У зв'язку з теорією помилок Гауса, він досліджував суми квадратів n незалежних нормально розподілених випадкових величин. Пізніше Карл Пірсон дав ім'я даній функції розподілу "хі - квадрат". І зараз розподіл носить це ім'я. Завдяки тісному зв'язку з нормальним розподілом, χ^2 -розподіл відіграє важливу роль в теорії ймовірностей і математичній статистиці. Існують інші розподіли, які визначаються за допомогою χ^2 -розподілу (наприклад - розподіл Стьюдента). Густина ймовірностей для χ^2 -розподілу визначається як:

$$f(x) = \frac{k}{(k-1)! \mu} \left(\frac{k\sigma}{\mu}\right)^{\frac{kx}{\mu}} e^{-\frac{kx}{\mu}}, \quad \sigma > 0 \quad (4.8)$$

В залежності від параметрів k та μ графіки функцій розподілу виглядають як показано на рис. 4.6. Використовуючи в якості апроксимуючої функції – χ^2 -розподіл (4.8) знайдемо за допомогою МНК його параметри та побудуємо ці функції (див. рис.4.7.)

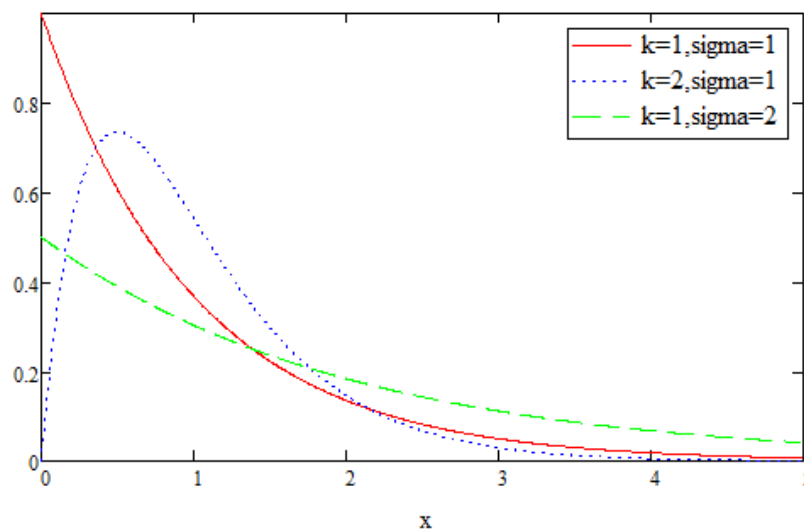
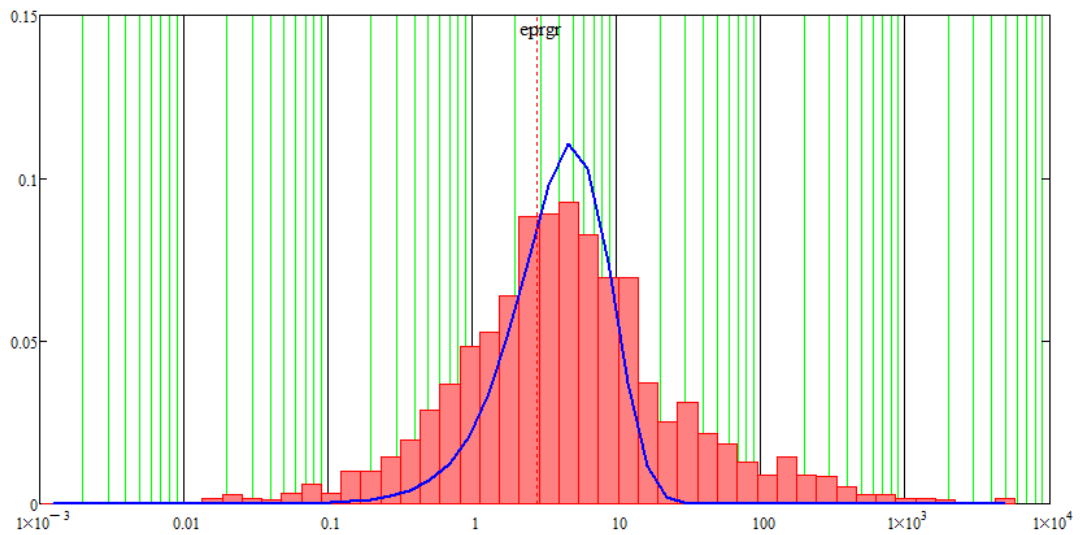
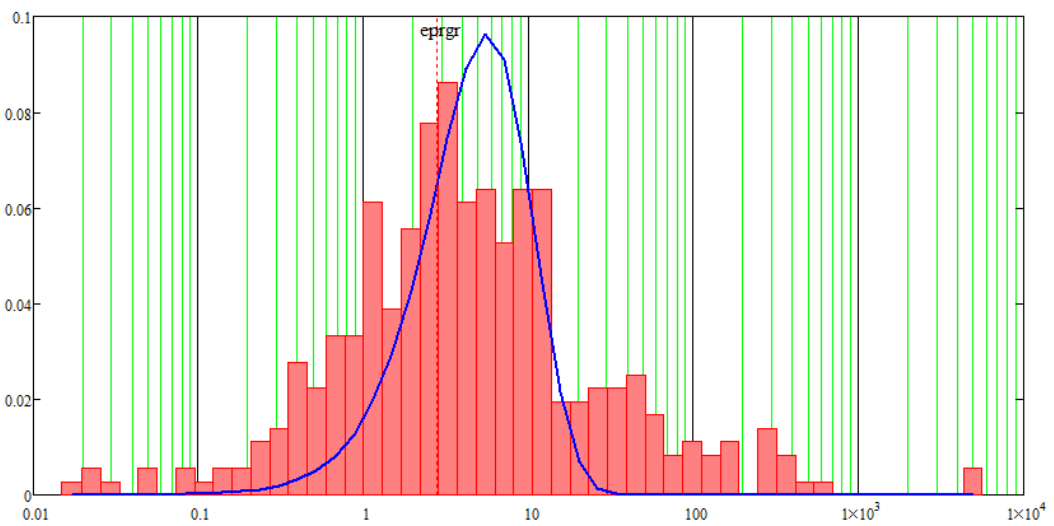


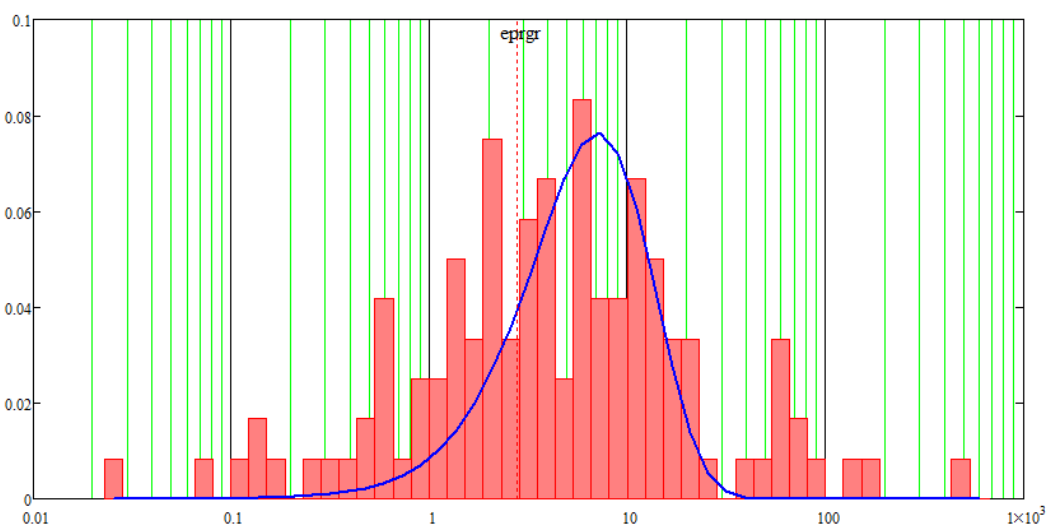
Рис. 4.6 Графіки функцій розподілу χ^2 при різних k та σ



A)



B)



B)

Рис. 4.7. Гістограми для даних із різними кроками та χ^2 -розподіл з обчисленими за допомогою МНК параметрами: А) – крок 0.2° ; Б) – крок 1° ; В) – крок 3°

4.4. Розподіл Релея

Розподіл Релея було введено вперше в 1880 р. Джоном Вільямом Стреттом (лордом Релеєм) у зв'язку із задачею додавання гармонійних коливань з випадковими фазами. Найчастіше цей розподіл використовують:

- у задачах про пристрілювання гармат. Якщо відхилення від цілі для двох взаємно перпендикулярних напрямків нормально розподілені і некорельовані, координати цілі збігаються з початком координат, то позначивши розкид по осях за X і Y , отримаємо вираз величини промаху у формі $R = \sqrt{X^2 + Y^2}$. У цьому випадку величина R має розподіл Релея;
- у радіотехніці для опису амплітудних флуктуацій радіосигналу;
- щільність розподілу випромінювання абсолютно чорного тіла по частотах.

Густина ймовірностей визначається як:

$$f(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}, \quad x \geq 0, \sigma > 0. \quad (4.9)$$

В залежності від параметрів σ графіки функцій показані на рис. 4.8. Використовуючи в якості апроксимуючої функції – розподіл Релея (4.9) знайдемо за допомогою МНК σ та побудуємо функції розподілу для даних із різними кроками (див. рис. 4.9)

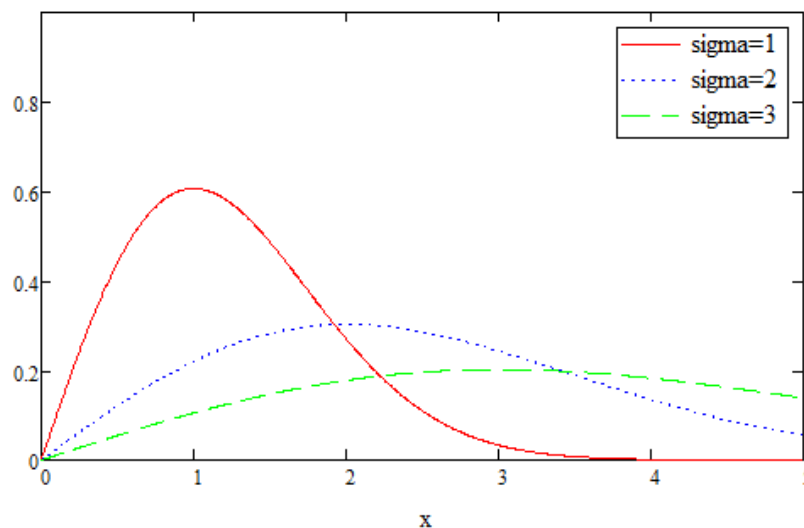
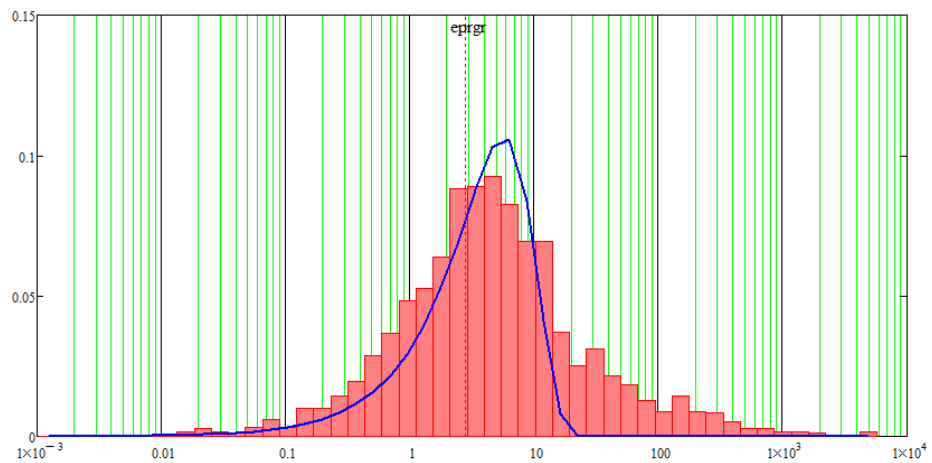
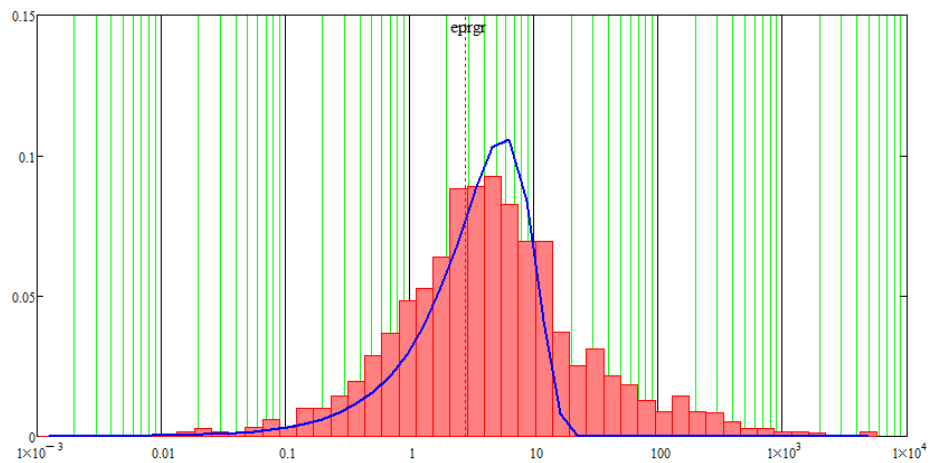


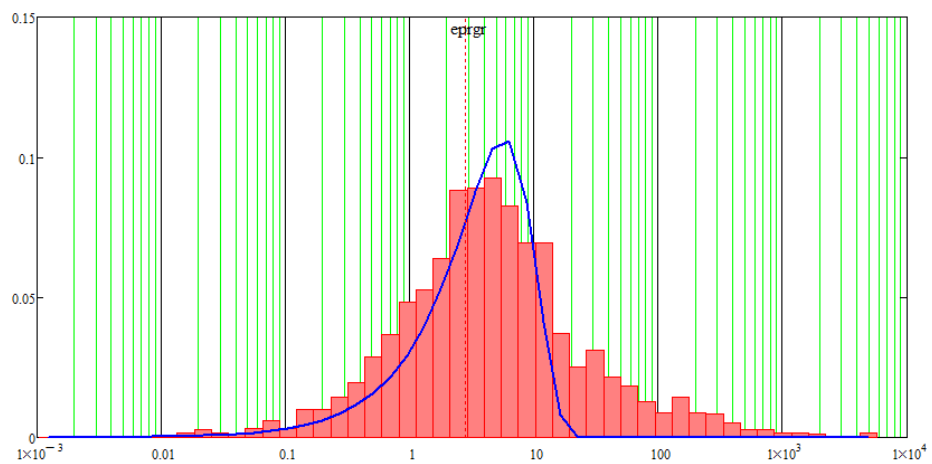
Рис. 4.8. Графіки функцій розподілу Релея при різних σ



А)



Б)



В)

Рис. 4.9. Гістограми для даних із різними кроками та розподіл Релея за обчисленими за допомогою МНК параметрами: А) – крок $0,2^\circ$; Б) – крок 1° ; В) – крок 3°

4.5. Логнормальний розподіл

Логнормальний розподіл — неперервний розподіл. Якщо випадкова величина має логнормальний розподіл, то логарифм цієї величини має нормальний розподіл.

Густина ймовірностей визначається як:

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi x\sigma}} e^{-\frac{(\ln x - \mu)^2}{2\sigma^2}}. \quad (4.10)$$

В залежності від параметрів μ та σ графіки функцій розподілу показані на рис. 4.10:

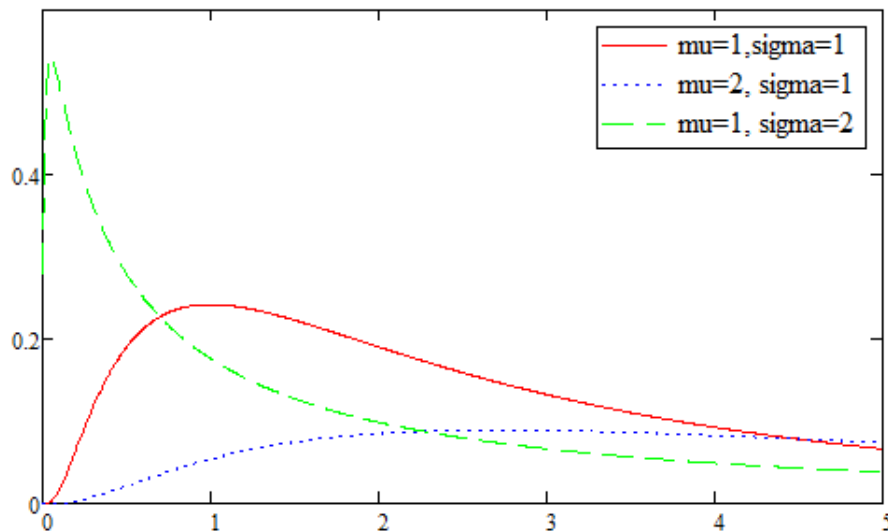
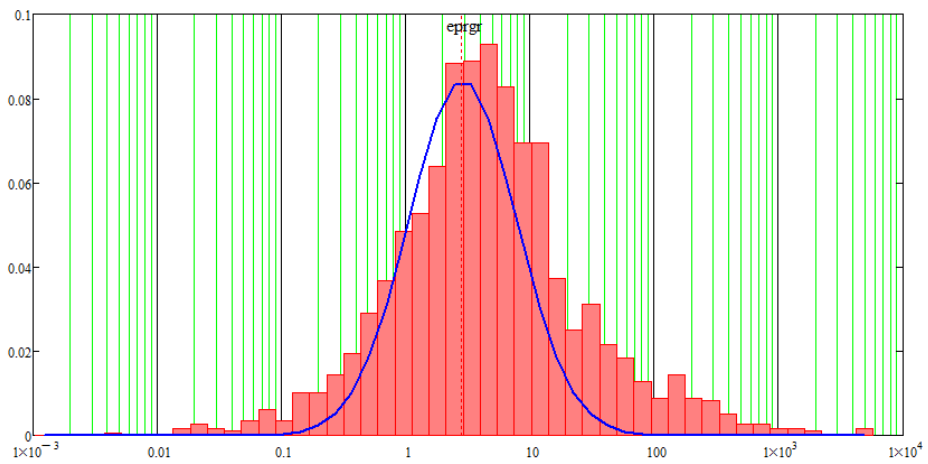
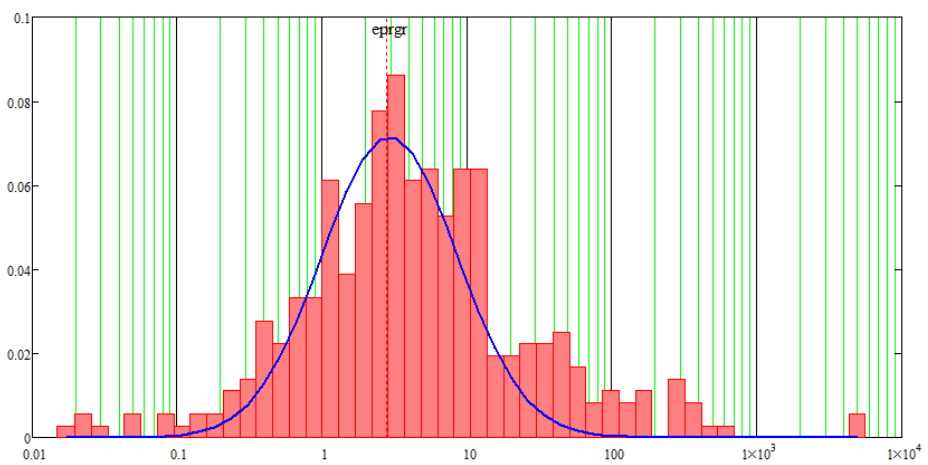


Рис. 4.10. Графіки функцій логнормального розподілу при різних μ та σ

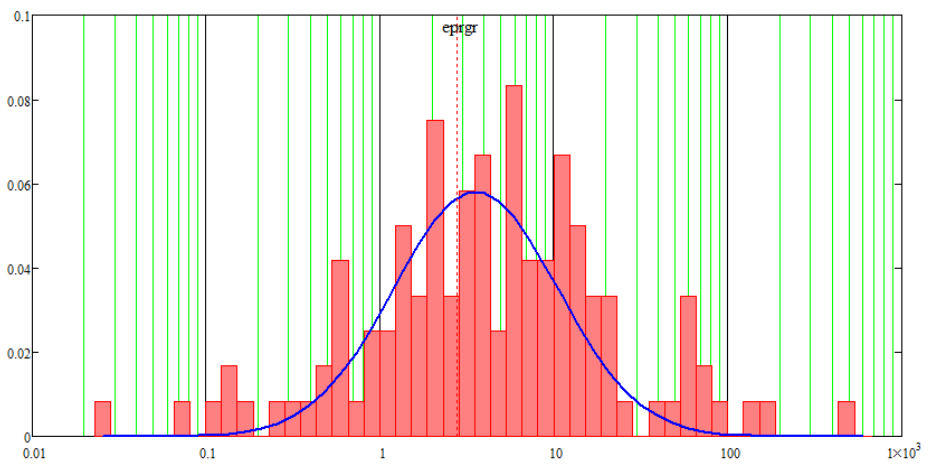
Використовуючи в якості апроксимуючої функції – логнормальний розподіл (4.10) знайдемо за допомогою МНК μ, σ та побудуємо функції розподілу для даних із різними кроками (див. рис. 4.11)



А)



Б)



В)

Рис. 4.11. Гістограми для даних із різними кроками та логнормальний розподіл за обчисленими за допомогою МНК параметрами: А) – крок 0.2° ; Б) – крок 1° ; В) – крок 3°

4.6. Апроксимація за допомогою сплайнів

Щоб підібрати криву розподілу, що буде проходить через усі середини стовбців гістограми та мати безперервні похідні певного порядку в цих точках можна вдаватися до інтерполяції сплайнами.

Нехай нам відомо значення деякої функції в деяких точках області визначення. Перед нами стоїть завдання найбільш точно визначити вид цієї функції за заданим значенням.

Сплайн – функція, яка разом із декількома похідними безперервна на усьому заданому відрізку $[a,b]$, а на кожному частинному відрізку $[x_i, x_{i+1}]$ окремо є деяким алгебраїчним багаточленом.

Ступенем сплайна називається максимальна по всім частковим відрізкам ступінь багаточленів, а дефектом сплайна - різниця між ступенем сплайна і порядком найвищої безперервної на $[a,b]$ похідної. Наприклад, безперервна ламана, що з'єднує усі точки є сплайном ступеня 1 з дефектом 1 (так як сама функція - безперервна, а перша похідна вже розривна).

На практиці частіше використовують кубічні сплайни $S_3(x)$ – сплайни третьої ступені с безперервною першою похідною. При цьому величина $m_i = S_3'(x)$, називається нахилом сплайну в точці (вузлі) x_i .

Поділимо відрізок $[a,b]$ на N рівних відрізків $[x_i, x_{i+1}]$, де $x_i = a + ih$, $i=0, 1, \dots, N-1$, $x_N = b, h = (b - a) / N$.

Якщо у вузлах x_i, x_{i+1} задані значення f_i, f_{i+1} , які приймає кубічний сплайн, то на частинному відрізку $[x_i, x_{i+1}]$ він приймає вигляд:

$$S_3(x) = \frac{(x_{i+1} - x)^2(2(x - x_i) + h)}{h^3} f_i + \frac{(x - x_i)^2(2(x_{i+1} - x) + h)}{h^3} f_{i+1} + \frac{(x_{i+1} - x)^2(x - x_i)}{h^2} m_i + \frac{(x - x_i)^2(x - x_{i+1})}{h^2} m_{i+1} \quad (4.11)$$

Насправді, це легко перевірити, розрахувавши $S_3(x)$ та $S_3'(x)$ в точках x_i, x_{i+1} . Можна довести, що якщо багаточлен третього ступеня, має в точках

x_i, x_{i+1} значення f_i, f_{i+1} і має в цих точках похідні, відповідно m_i, m_{i+1} , то він співпадає з багаточленом (4.11).

Таким чином, для того, щоб задати кубічний сплайн на відрізку необхідно задати значення $f_i, m_i, i=0, 1, \dots, N$ в $N+1$ в вузлах x_i .

Кубічний сплайн, який приймає в вузлах ті ж значення f_i , що і деяка функція, називається *інтерполяційним* и слугує для апроксимації функції f на відрізку $[a, b]$ разом із декількома похідними.

Існує декілька способів задавання нахилів інтерполяційного кубічного сплайна:

Спосіб 1 (спрощений):

покладемо:

$$m_i = \frac{f_{i+1} - f_{i-1}}{2h}, i = 1, 2, \dots, N-1, \quad (4.12)$$

$$m_0 = \frac{4f_1 - f_2 - 3f_0}{2h}, m_N = \frac{3f_N - f_{N-2} - 3f_{N-1}}{2h} \quad (4.13)$$

Ці формули є формулами чисельного диференціювання другого порядку точності щодо кроку $h=(b-a)/N$.

Спосіб 2:

Якщо ми маємо значення функції f_i та похідної f'_i в вузлах x_i , то вважаємо $m_i = f'_i, i=0, 1, \dots, N$.

Перші два способи називаються локальними, так як за їх допомогою сплайн будується окремо на кожному частковому відрізку $[x_i, x_{i+1}]$ використовуючи формулу (4.11). Побудовані таким чином сплайни, як правило, мають дефект, що дорівнює двом, так як безперервність першої похідної в вузлах дотримується, а безперервність другої похідної при такій побудові не гарантовано.

Спосіб 3 (глобальний):

Нехай - значення S_3'' в вузлі x_i з правого боку, його ми знайдемо із виразу(4.11), а $S_3''(x_i - 0)$ значення S_3'' в вузлі з лівого боку – воно знаходиться із відповідного виразу $S_3(x)$ на частинному відрізку $[x_i, x_{i+1}]$, яке виходить з (4.11) зміною i на $i-1$.

Тоді маємо:

$$S_3''(x_i + 0) = \frac{-4m_i}{h} - \frac{2m_{i+1}}{h} + 6\frac{f_{i+1} - f_i}{h^2}, S_3''(x_i - 0) = \frac{2m_{i-1}}{h} + \frac{4m_i}{h} - 6\frac{f_i - f_{i-1}}{h^2} \quad (4.14)$$

Будемо вимагати безперервність $S_3''(x)$ у вузлах:

$$S_3''(x_i - 0) = S_3''(x_i + 0), i=1, 2, \dots, N-1.$$

Тоді маємо систему лінійних алгебраїчних рівнянь щодо нахилів:

$$m_{i-1} + 4m_i + m_{i+1} = \frac{3(f_{i+1} - f_{i-1})}{h}, i = 1, 2, \dots, N-1 \quad (4.15)$$

Так як система містить $N + 1$ невідомих, необхідно задати дві додаткові умови, що називаються граничними.

Наведемо три варіанти задавання граничних умов:

1) У випадку, коли відомі $m_N = f_N'$ задаємо $m_0 = f_0', m_N = f_N'$.

2) Похідні f_0', f_N' апроксимуємо формулами чисельного диференціювання третього порядку точності:

$$m_0 = \frac{1}{6h}(-11f_0 + 18f_1 - 9f_2 + 2f_3),$$

$$m_N = \frac{1}{6h}(11f_N - 18f_{N-1} + 9f_{N-2} - 2f_{N-3}).$$

3) Іноді бувають відомі значення f'' на кінцях відрізка $[a, b]$. Тоді вимоги $S_3''(a) = f_0'', S_3''(b) = f_N''$ приводять к граничним умовам:

$$m_0 = -\frac{m_1}{2} + \frac{3}{2} \frac{f_1 - f_0}{h} - \frac{h}{4} f_0'' ,$$

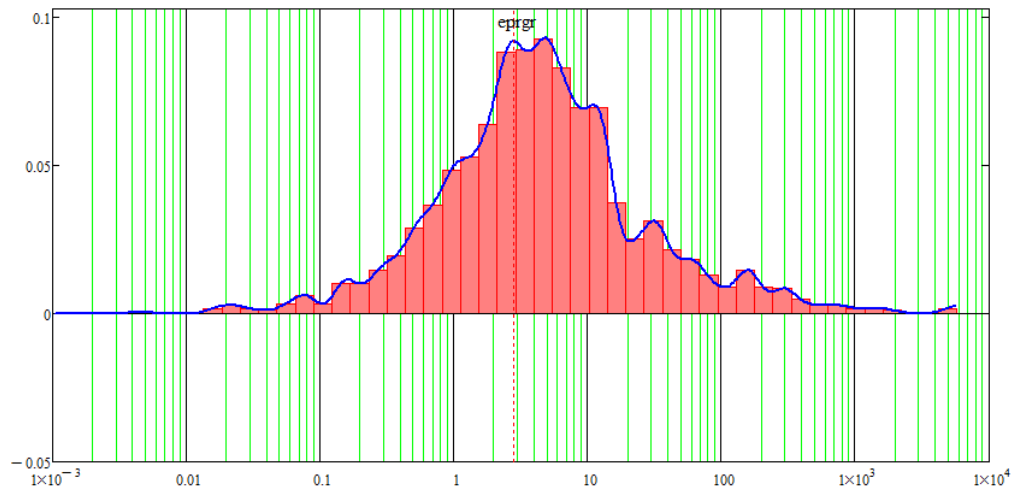
$$m_N = -\frac{m_{N-1}}{2} + \frac{3}{2} \frac{f_N - f_{N-1}}{h} + \frac{h}{4} f_N'' .$$

Умови 2 і 3 можна комбінувати, тобто вибирати їх незалежно в лівому і правому вузлах.

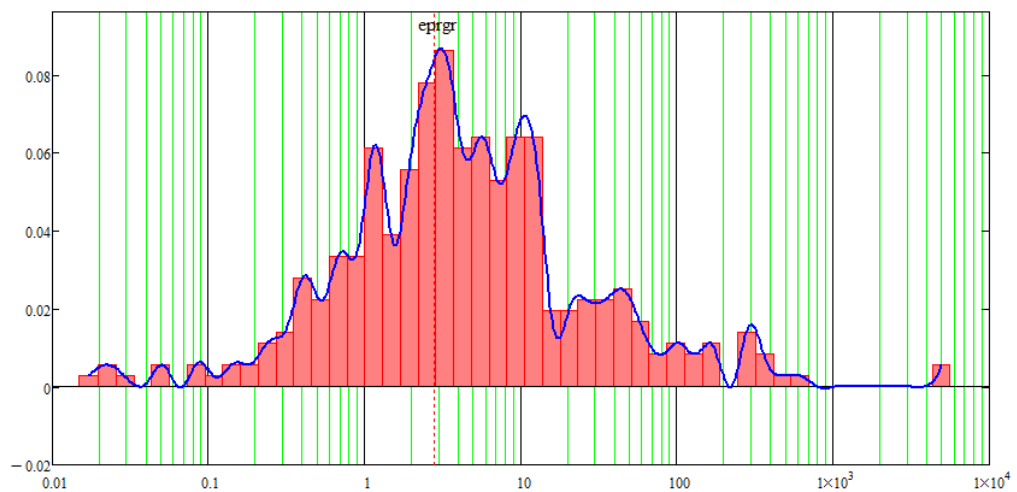
Таким чином, вирішуючи систему (4.15) при обраних крайових умовах, знаходимо нахили m_i , $i=0,1,\dots,N$, у всіх вузлах. Потім за формулою (4.11) задаємо сплайн на кожному частковому відрізку $[x_i, x_{i+1}]$, $i=0,1,\dots,N-1$. Побудований даним глобальним способом сплайн $S_3(x)$ має дефект не більше одиниці, так як цей сплайн має на відрізку $[a,b]$ безперервну другу похідну.

У даній роботі пропонується апроксимувати за допомогою сплайнів функцію розподілу випадкової величини (ЕПР). В якості вихідних точок - вузлів сплайна обираються середини стовпців гістограми кутового розподілу ЕПР.

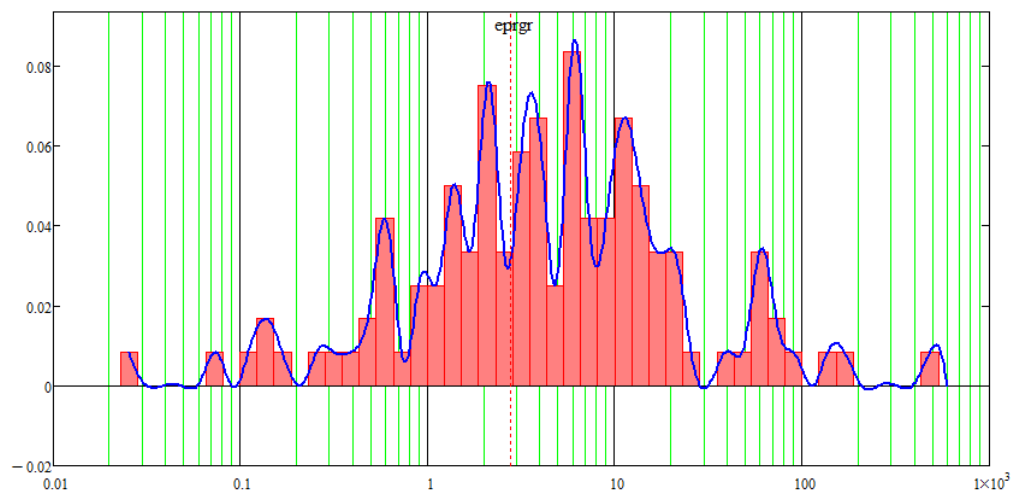
Побудовані за допомогою сплайнів криві, що апроксимують гістограму ЕПР із різним кроком і наведено на рис. 4.12. Для кожного виду апроксимуючої функції можна розрахувати вірогідності пеленгування Ω за допомогою формули (4.1). Порівняння розрахованих вірогідностей наведено у табл.4.4. Як можна бачити з цієї таблиці різниця з еталонною вірогідністю мінімальна для випадку апроксимації за допомогою сплайнів.



A)



Б)



В)

Рис. 4.12. Гістограми для даних із різними кроками та графіки функцій розподілу, апроксимованих сплайнами: А) – крок 0.2° ; Б) – крок 1° ; В) – крок 3°

Таблиця 4.4

**Порівняння розрахованих вірогідностей пеленгування з еталонною для
ЕПР із різним кроком дискретизації.**

Вид апроксимуючої функції розподілу	Крок	Вірогідність	Різниця з еталонною вірогідністю	Відносна різниця з еталонною вірогідністю
Еталонна вірогідність	0.2°	61.1%	-	-
	1°	59.2%	1.90%	3.11%
	3°	61.7%	0.60%	0.98%
Нормальний розподіл	0.2°	90.9%	29.80%	48.77%
	1°	91.2%	30.10%	49.26%
	3°	93.3%	32.20%	52.70%
Розподіл хі-квадрат	0.2°	89.1%	28.00%	45.83%
	1°	92.1%	31.00%	50.74%
	3°	95.4%	34.30%	56.14%
Розподіл Релея	0.2°	88.6%	27.50%	45.01%
	1°	91.3%	30.20%	49.43%
	3°	94.3%	33.20%	54.34%
Логнормальний розподіл	0.2°	84.8%	23.70%	38.79%
	1°	86.7%	25.60%	41.90%
	3°	90.3%	29.20%	47.79%
Сплайни	0.2°	61.2%	0.10%	0.16%
	1°	59.1%	2.00%	3.27%
	3°	62%	0.90%	1.47%

Висновки до розділу 4

Оцінка помітності об'єктів складної форми допомагає розробляти нову воєнну техніку чи аналізувати вірогідність пеленгування вже існуючої. Помітність можна визначити за результатами вимірювання чи моделювання ДОР (кутової залежності ЕПР). ЕПР сильно залежить від кута опромінення об'єкту. Радар може опромінювати об'єкт із різних непередбачуваних напрямків. Окрім того слід зазначити, що реальна техніка має різні невеликі дефекти, нерівність поверхні, фарбування, тощо, що теж призводить до випадковості відбитого сигналу. Отже ЕПР можна роздивлятися, як випадковий сигнал. Для визначення ймовірності пеленгування можна застосовувати статистичні методи. Найпоширенішим підходом є апроксимування гістограми функцією розподілу, однак в літературі не існує однозначного підходу до вибору цієї апроксимуючої функції розподілу. В роботі показано, що в випадку наявності викидів (за рахунок пере-відбиття між об'єктом та поверхнею, що підстеляє) більшість функцій розподілу апроксимують гістограму погано. Пропонується використовувати сплайни. Для розрахунку еталонної вірогідності пеленгування в якості функції розподілу використовують суму дельта-функцій. Як показали розрахунки, використання сплайнів дає найменшу похибку визначення вірогідності пеленгування у порівнянні з еталонним розрахунком.

ВИСНОВКИ

В даній дисертації були розглянуті і досліджені методи моделювання радіорозсіювання електромагнітних хвиль на об'єктах складної форми. Розроблено та оптимізувано алгоритми створення та обробки моделі великогабаритних об'єктів з урахуванням різних видів покриттів, включаючи килимовий тип. Модель може бути розташована як у вільному просторі (летальні апарати, снаряди) так і на тлі підстильної поверхні (наземний та водний транспорт). Поверхня об'єкту представляється ґрунтуючись на його конструкторській моделі або кресленнях, і використовується для оцінки радіолокаційної помітності об'єкта, що дозволяє робити таку оцінку ще на етапі проектування.

Розроблений алгоритм обробки моделі перед безпосереднім розрахунком ЕПР дозволяє ефективно враховувати геометричні та електродинамічні параметри об'єкта. В роботі описані основні етапи моделювання, а також надані рекомендації щодо зберігання та використання даних для подальших обчислень при зміні параметрів моделі, покриття або падаючої хвилі.

Проведено порівняння різних підходів до створення моделей об'єкта та проведена оцінка їх ефективності. Використання kd-дерев для підрахунку видимих фацетів дозволило значно покращити швидкодію алгоритму пошуку видимих фацетів як для первинного випромінювання, так і для вторинного (перевідбиття).

Для підвищення ефективності перерахунку розсіяння електромагнітних хвиль об'єктом складної форми, було розроблено методичку зберігання інформації на різних етапах моделювання та використання цієї інформації у подальших обчисленнях. Зазначено, що при моделюванні враховуються лише ті фацети, які є видимими для кожного конкретного ракурсу опромінення.

Отже, результати, отримані під час дисертаційного дослідження вказують на важливість та актуальність розроблених методів оцінки

радіолокаційної помітності об'єктів. Ці методи можуть мати широке застосування в областях радіолокації, радіозондування та інших сферах де важливо враховувати радіолокаційну помітність об'єктів різної геометричної складності. Проведена оцінка ефективності застосування різних методів для зниження помітності об'єктів, що корисне для маскуванню об'єктів та розробці нових зразків малопомітної техніки. Порівняні різні підходи оцінки радіолокаційної помітності об'єкти при застосування або без застосування маскуючі технік. Проведена оцінка точності запропонованих алгоритмів шляхом порівняння даних, які отримуються моделюванням з відомими аналітичними або наближеними виразами для об'єктів досить простої форми, таких як трикутна пластина, сфера, циліндр.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Knott, Eugene F. Radar cross section measurements. Springer Science & Business Media, 2012.
2. . Sahoo, N. K., Panda, D. C., Misra, R. K., & Sahu, A. K. (2019). RCS Calculation Using Hybrid FDTD-NARX Technique. Progress In Electromagnetics Research, 82, 73-84.c.
3. Wang, Y. B., Bo, Y. M., & Ben, D. (2007). Fast RCS computation with general asymptotic waveform evaluation. Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 21(13), P. 1873-1884.
4. Di Simone, A., Fuscaldo, W., Millefiori, L. M., Riccio, D., Ruello, G., Braca, P., & Willett, P. (2019). Analytical models for the electromagnetic scattering from isolated targets in bistatic configuration: Geometrical optics solution. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 58(2), 861-880.
5. Borgese, M., Usai, P., Costa, F., & Monorchio, A. (2018). Fast RCS prediction of electrically large targets coated with radar absorbing materials.
6. Zhou, Z., & Huang, J. (2020). Target head direction far field radar cross section reduction based on narrow surface element method. Optik, 200, 163230.
7. H .Ling, R-C Chou and S-W Lee, "Shooting and bouncing rays: Calculating the RCS of an arbitrarily shaped cavity," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 37, no.2, pp. 194-205, 1989.
8. Fuschini, F., Vitucci, E. M., Barbiroli, M., Falciasecca, G., & Degli-Esposti, V. (2015). Ray tracing propagation modeling for future small-cell and indoor applications: A review of current techniques. Radio Science, 50(6), 469-485.
9. Khrychov V., Legenkiy M. Cloak Modeling for Complex Shape Radar Target // Proceedings of IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON), Lviv – 2019.

10. Khrychov V., Legenkiy M. Different components of the electromagnetic scattering of complex shape objects // Proceedings of the IEEE microwaves, radar and remote sensing symposium (MRRS-2020), 2020.
11. V. Khrychov, M. Legenkiy “Electromagnetic Scattering For Complex Shape Objects With And Without Cloaking”, Proceedings of the 9th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals 2018 (UWBUSIS-2018), September 2018.
12. V. Khrychov, M. Legenkiy, Facet Model Processing for Complex Shape Object Scattering Calculation. Int. Conf. Math. Methods Electromagn. Theory, MMET, vol. 2018- July, IEEE Computer Society; 2018, p.192–5.
13. Legenkiy M., Khrychov V. "Numerical modeling of electromagnetic scattering from complex shape object with coating" Frequenz, paper № 20210062, 2021
14. Хричов В.С., Легенький М.М. Фацетна модель об’єкту складної форми для розрахунку електромагнітного розсіяння // Вісник Харківського національного університету імені В. Н. Каразіна. Серія «Радіофізика та електроніка». 2019. № 28. С. 44-52.
15. Khrychov V.S., Legenkiy M.N. Щодо моделювання розсіяння хвиль на об’єкті складної форми // Вісник Харківського національного університету імені В. Н. Каразіна. Серія «Радіофізика та електроніка». 2018. № 29. С. 50-56.
16. Хричов В.С., Легенький М.М., Щодо зменшення помітності складного об’єкту на тлі підстильної поверхні, Вісник Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна, Серія “Радіофізика та електроніка”, випуск 35, 2021.
17. Хричов В.С., Легенький М.М. Методика розрахунку ефективної поверхні розсіяння об’єкта складної форми розташованого на підстильній поверхні з довільним коефіцієнтом відбиття // Вісник Харківського національного університету імені В. Н. Каразіна. Серія «Радіофізика та електроніка». 2021. № 34. С. 48-55.

18. M. N. Legenkiy, A. A. Maslovskiy, V. S. Khrychev, "Processing RCS Distribution for Complex Shape Objects", *Telecommunications and Radio Engineering*, Vol. 75, Issue 20, pp. 1825-1836, 2016.
19. Khrychov V., Legenkiy M. Statistical RCS processing // *Forum Proceedings 2nd International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering*, YSF 2016 - 2016, PP. 175–178.
20. Khrychov V., Legenkiy M. Using KD-tree for Algorithm of Electromagnetic Scattering Calculation on Complex Shape Objects // *Proceedings of the IEEE 3rd Ukrainian Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Lviv – 2021.
21. Yi-Wen Wei, Chao-Fu Wang, Chun Yun Kee, Tse Tong Chia, Accurate Model for Efficient Simulation of Electromagnetic Scattering from Object above Rough Surface with Infinite Extent July 2020 *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* PP(99) DOI:10.1109/TAP.2020.3019338/
<https://ieeexplore.ieee.org/document/9181487>
22. Stratton, Julius Adams. *Electromagnetic theory*. Vol. 33. John Wiley & Sons, 2007.
23. Bass, Michael, ed. 2010. *Handbook of Optics: Volume I - Geometrical and Physical Optics, Polarized Light, Components and Instruments*. 3rd ed. New York: McGraw-Hill
24. Born, M., Wolf, E., Bhatia, A., Clemmow, P., Gabor, D., Stokes, A., Wilcock, W. (1999). *Principles of Optics: Electromagnetic Theory of Propagation, Interference and Diffraction of Light* (7th ed.). Cambridge: Cambridge University Press. doi:10.1017/CBO9781139644181
25. Thibault Vaillant de Guélis, Valery Shcherbakov, Alfons Schwarzenböck. Diffraction patterns from opaque planar objects simulated with Maggi-Rubinowicz method and angular spectrum theory. *Optics Express*, 2019, 27 (7), pp.9372-9381.
26. Cowley, John M. "Diffraction Physics Third Revised Edition." (1995).

27. Abdi, Hervé, and Lynne J. Williams. "Principal component analysis." *Wiley interdisciplinary reviews: computational statistics* 2.4 (2010): 433-459.
28. Khachatryan, A. Zh. A method of generalized transfer matrix for a problem of electromagnetic wave propagation through an arbitrary one-dimensional absorbing medium. *Armenian Journal of Physics* 3.3 (2010).
29. Молчанов, Д. В., В. О. Василець, and О. І. Сухаревський. "Моделювання характеристик розсіяння великого десантного корабля." *Збірник наукових праць Харківського університету Повітряних Сил* 2 (2016): 76-78.
30. Richardson, Douglas. "Stealth warplanes: deception." *Evasion and Concealment in the Air* (London, 1989) (2001).
31. Y. Tao, H. Lin, and H. Bao, "Kd-tree based fast ray tracing for RCS prediction," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 81, 329-341, 2008.
32. Gao, Y. Tao, Z. Bai, and H. Lin, "Mapping the sbr and tw-ildcs to heterogeneous cpu-gpu architecture for fast computation of electromagnetic scattering," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 122, 137-154, 2012.
33. Jiang, Wang-Qiang, et al. "Rectangular Wave Beam Based GO/PO Method for RCS Simulation of Complex Target." *Progress In Electromagnetics Research M* 53 (2017): 53-65.
34. Algar, M. J., Lozano, L., Moreno, J., González, I., & Cátedra, F. (2017). An efficient hybrid technique in RCS predictions of complex targets at high frequencies. *Journal of Computational Physics*, 345, 345-357.
35. Perälä, H., Väilä, M., & Jylhä, J. (2018, August). M-SPURT—Compressing the Target Characterization for a Fast Monostatic RCS Simulation. In *2018 International Conference on Radar (RADAR)* (pp. 1-6). IEEE.
36. S. Taravati and A. Abdolali, "A new three-dimensional conical ground-plane cloak with homogeneous materials," *Progress In Electromagnetics Research M*, Vol. 19, 91-104, 2011.

37. Maslovskiy A.A., Legenkiy M.N., Geometrical techniques for reducing radar targets detectability // Proceedings of the conference on Radiophysics, Electronics, Photonics and Biophysics, (YSC'2014), 2014.
38. Bouzidi A. RCS Prediction from Planar Near-Field Measurements / A. Bouzidi, T. Aguli // Progress in Electromagnetic Research M. – Vol. 22. – 2012. – p. 41-55.
39. Skolnik, Merrill Ivan. "Introduction to radar systems." New York (1980).
40. N. Youssef, "Radar cross section of complex targets," Proceedings of the IEEE, Vol.77, p. 722-734.
41. Бєславін О.В., Климченко В.Й., Камалтинов Г.Г., Малярєнко О.С. Напрямки розвитку радіолокаційних засобів розвідки та контролю повітряного простору. Збірник наукових праць Харківського національного університету Повітряних Сил. 2014. № 3(40). С. 47-52.
42. O. I. Sukharevsky, V. A. Vasilets, Mathematical Modeling of Radar Range Profiles of Aerial Objects. Radioelectronics and Communications Systems. 2013; 56(11):503-12.
43. H.-T. Meng. Acceleration of asymptotic computational electromagnetics physical optics – shooting and bouncing ray (po-sbr) method using cuda. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Sept. 2014;62(9): 4706 – 15.
44. A. Michaeli. "Equivalent edge currents for arbitrary aspects of observation", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-23, no. 3, pp. 252-258, Mar., 1984.
45. P. S. Heckbert, "Graphics Gems IV", Academic Press Prof., Inc., San Diego, CA, USA, 1994.
46. Jordan, Edward C., and C. L. Andrews. "Electromagnetic waves and radiating systems." American Journal of Physics 19.8 (1951): 477-478.
47. Sommerfeld, Arnold. "Mathematical theory of diffraction." Mathematical Theory of Diffraction. Boston, MA: Birkhäuser Boston, 2004. 9-68.
48. А.А. Масловський, М.Н. Легенький Про зниження помітності радіолокаційних цілей, розташованих на підстильній поверхні. Вісник

- Харківського національного університету імені В. Н. Каразіна. Серія «Радіофізика та Електроніка», 2014.
49. M. Legenkiy, A. Butrym, M. Antyufeyeva, Evaluation of On-Ground Object Radar Detectability Reduction, // Proceedings of the conference.
50. S. Kovalev, S. Nesterov and I. Skorodumov, "Determination RCS of objects with a glance of re-reflection from earth surface," Radiotechniques and Electronics, vol. 41, no. 11, pp. 1304-1310, 1996 (in russian).
51. O. Sukharevsky, Electromagnetic Wave Scattering by Aerial and Ground Radar Objects, 2015, p334.
52. Genaro Saavedra and Walter D. Furlan "Fractal zone plates", OPTICS LETTERS Vol. 28, No. 12, June 15, 2003, p.971-973.
53. Бреховских Л. М. Волны в слоистых средах. / Л. М Бреховских. М.: Наука. – 1973. —344 с.
54. Born, Max, and Emil Wolf. Principles of optics: electromagnetic theory of propagation, interference and diffraction of light. Elsevier, 2013.
55. Ruck G.T., Barrick D.E., Sturt W.D., Krichbaum C.K. Radar Cross section handbook, v. 1-2, N.Y. London, «Plenum Press», 1970.
56. Shepilko, Y. V. "Plane H-Polarized Electromagnetic Wave Scattering by Infinite Dihedral Wedge Co-Axially Coupled with Slotted Cylinder." Radio Physics and Radio Astronomy 3.1 (2012).
57. Ufimtsev, Pyotr. (2009). Theory of Edge Diffraction in Electromagnetics: Origination and validation of the physical theory of diffraction. 10.1049/SBEW054E.
58. Wylie, C, Romney, G W, Evans, D C, and Erdahl, A, "Halftone Perspective Drawings by Computer," Proc. AFIPS FJCC 1967, Vol. 31, 49
59. B. T. Phong, Illumination for computer generated pictures, Communications of ACM 18 (1975), no. 6, 311–317.
60. Scott D, Roth "Ray Casting for Modeling Solids", Computer Graphics and Image Processing (en). February 1982, c. 18 (2): 109–144.

61. Foley, James D; van Dam, Andries; Feiner, Steven K; Hughes, Steven K; Hughes, John F (1995). *Computer Graphics: Principles and Practice* (en). Addison-Wesley. p. 701.
62. Zhao, H., Guo, L., Chen, T., Liu, W. (2018). Electromagnetic scattering of coated objects over sea surface based on SBR-SDFSM. *Journal of Electromagnetic Waves and applications*, 32(9), 1079-1092
63. Tian-Tian Feng, Li-Xin Guo, An Improved Ray-Tracing Algorithm for SBR-Based EM Scattering Computation of Electrically Large Targets, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 10.1109/LAWP.2021.3064856, 20, 5, (818-822), 2021.
64. Mudur S.P. *Mathematical Elements for Computer Graphics*. In: Enderle G., Grave M., Lillehagen F. *Advances in Computer Graphics I. Eurographic Seminars (Tutorials and Perspectives in Computer Graphics)*. Springer, Berlin, Heidelberg 1986.
65. A. Fujimoto, T. Tanaka and K. Iwata, "ARTS: Accelerated Ray-Tracing System," in *IEEE Computer Graphics and Applications*, vol. 6, no. 4, pp. 16-26, April 1986, doi: 10.1109/MCG.1986.276715.
66. Gunther, Johannes, et al. "Realtime ray tracing on GPU with BVH-based packet traversal." *2007 IEEE Symposium on Interactive Ray Tracing*. IEEE, 2007.
67. Bulavintsev, Vadim, and Dmitry Zhdanov. "Constructing Kd Tree on GPU through Treelet Restructuring." (2020).
68. Suzuki Ken-ichi, Kaeriyama Yoshiyuki, Komatsu Kazuhiko, Egawa, Ryusuke, Ohba Nobuyuki, Kobayashi Hiroaki. (2010). A Fast Ray-Tracing Using Bounding Spheres and Frustum Rays for Dynamic Scene Rendering. *IEICE Transactions*. 93-D. 891-902. 10.1587/transinf.E93.D.891.
69. Bergen, Gino van den. "Efficient collision detection of complex deformable models using AABB trees." *Journal of graphics tools* 2.4 (1997): 1-13.

70. Chang, Chia-Tche, Bastien Gorissen, and Samuel Melchior. "Fast oriented bounding box optimization on the rotation group $SO(3, \mathbb{R})$." *ACM Transactions on Graphics (TOG)* 30.5 (2011): 1-16.
71. Coming, Daniel S., and Oliver G. Staadt. "Velocity-aligned discrete oriented polytopes for dynamic collision detection." *IEEE Transactions on Visualization and Computer Graphics* 14.1 (2007): 1-12
72. H. Taubig, B. Bauml and U. Frese, "Real-time swept volume and distance computation for self collision detection," 2011 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems, San Francisco, CA, USA, 2011, pp. 1585-1592.
73. Christer Ericson, Chapter 4 Bounding Volumes Morgan in Kaufmann, Real-Time Collision Detection, 2005, P. 75-123.
74. M. Legenkiy, O. Maslovskiy, M. Kolchigin, and O. Demchenko, Partial Masking of Complex-shaped Objects Using Radioabsorbing Materials // Visnyk of V.N. Karazin Kharkiv National University, Series "Radio Physics and Electronics", vol. 27, Kharkiv, 2017, pp. 3–8 (in russian).
75. Weiqiang Shi, Xiao-Wei Shi, Le Xu, RCS characterization of stealth target using χ^2 distribution and lognormal distribution —National Laboratory of Science and Technology on Antennas and Microwaves, Xidian University, Xi'an 710071, China, 2012.
76. Schoenberg I.J. Contributions to the problem of approximation of equidistant data by analytic function // *Quart. Appl. Math.*, 1946. Vol. 4. Pt A. P. 45-99; Pt B. P. 112-141.
77. Carolina Vittoria Beccari, Giulio Casciola, Lucia Romani, A practical method for computing with piecewise Chebyshevian splines, *Journal of Computational and Applied Mathematics*, Volume 406, 2022, 114051, ISSN 0377-0427
78. Prautzsch, Hartmut & Boehm, Wolfgang & Paluszny, Marco. (2002). Bézier and B-Spline Techniques. 10.1007/978-3-662-04919-8.

79. Bachau, H & Cormier, Eric & Decleva, P & Hansen, J & Mart'in, F. (2001). Applications of B -splines in atomic and molecular physics. Reports on Progress in Physics. 64. 1815. 10.1088/0034-4885/64/12/205.
80. Burden R. L. Numerical analysis. – Brooks/Cole Cengage Learning, 2011.

ДОДАТОК А

СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

Наукові праці в наукових фахових виданнях України:

1. **Хричов В.С.**, Легенький М.М. Фацетна модель об'єкту складної форми для розрахунку електромагнітного розсіяння // Вісник Харківського національного університету імені В. Н. Каразіна. Серія «Радіофізика та електроніка». 2019. № 28. С. 44-52.

URL: <https://periodicals.karazin.ua/radiophysics/article/view/12594>

(Особистий внесок здобувача: створення комп'ютерної програми для моделювання, проведення розрахунків, обговорення та аналіз результатів, підготовка матеріалів та ілюстрацій, оформлення статті)

2. **Khrychov V.S.**, Legenkiy M.N. Щодо моделювання розсіяння хвиль на об'єкті складної форми // Вісник Харківського національного університету імені В. Н. Каразіна. Серія «Радіофізика та електроніка». 2018. № 29. С. 50-56.

URL: <https://periodicals.karazin.ua/radiophysics/article/view/15038>

(Особистий внесок здобувача: створення комп'ютерної програми для моделювання, проведення розрахунків, обговорення та аналіз результатів, підготовка матеріалів та ілюстрацій, оформлення статті)

3. 1. Legenkiy M.N., **Khrychov V.S.** Імпульсна антена на основі неоднорідної кінчної лінії // Вісник Харківського національного університету імені В. Н. Каразіна. Серія «Радіофізика та електроніка». 2019. № 31. С. 59-65.

URL: <https://periodicals.karazin.ua/radiophysics/article/view/15047>

(Особистий внесок здобувача: обговорення та аналіз результатів, підготовка матеріалів та ілюстрацій, оформлення статті)

4. **Хричов В.С.**, Легенький М.М. Методика розрахунку ефективної поверхні розсіяння об'єкта складної форми розташованого на підстильній поверхні з довільним коефіцієнтом відбиття // Вісник Харківського національного університету імені В. Н. Каразіна. Серія «Радіофізика та електроніка». 2021. № 34. С. 48-55.

URL: <https://periodicals.karazin.ua/radiophysics/article/view/18170>

(Особистий внесок здобувача: створення комп'ютерної програми для моделювання, проведення моделювання для різних типів підстильної поверхні, обговорення та аналіз результатів, підготовка матеріалів та ілюстрацій, оформлення статті)

5. Хричов В.С., Легенький М.М., Щодо зменшення помітності складного об'єкту на тлі підстильної поверхні, Вісник Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна, Серія "Радіофізика та електроніка", випуск 35, 2021.

URL: <https://periodicals.karazin.ua/radiophysics/article/view/18692>

(Особистий внесок здобувача: створення комп'ютерної програми для моделювання, проведення моделювання із використанням різних методів зменшення помітності, обговорення та аналіз результатів, підготовка матеріалів та ілюстрацій, оформлення статті)

Наукові праці в періодичних наукових виданнях держави, яка входить до Організації економічного співробітництва та розвитку, проіндексованих в міжнародних наукометричних базах Scopus та Web of Science:

6. Cui, J., Legenkiy, M., **Khrychov, V.**, Shulga, S., Sun, Z., Zheng, Y. Diffraction properties of azimuthally symmetric gratings in a hollow circular dielectric waveguide (2020) // Results in Physics, Vol. 18, № 103204.

URL: <https://www.scopus.com/record/display.uri?eid=2-s2.0-85087725567&origin=resultslist&sort=plf-f>

(Особистий внесок здобувача: Обговорення та аналіз результатів, підготовка матеріалів та ілюстрацій, оформлення статті)

7. Legenkiy M., Khrychov V. "Numerical modeling of electromagnetic scattering from complex shape object with coating" Frequenz, paper № 20210062, 2021.

URL: <https://www.scopus.com/record/display.uri?eid=2-s2.0-85115636101&origin=resultslist&sort=plf-f>

(Особистий внесок здобувача: запропонував алгоритм моделювання різних видів покриттів при розрахунку розсіяного поля об'єктом складної форми, проведення розрахунків, обговорення та аналіз результатів, підготовка матеріалів та ілюстрацій, оформлення статті)

Наукові праці, які засвідчують апробацію матеріалів дисертації:

8. **Khrychov V.**, Legenkiy M. Facet Model Processing for Complex Shape Object Scattering Calculation // Proceedings of the IEEE International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory, MMET, 2018, PP. 192–195

URL: <https://www.scopus.com/record/display.uri?eid=2-s2.0-85054056482&origin=resultslist&sort=plf-f>

(Особистий внесок здобувача: створення комп'ютерної програми для моделювання, проведення моделювання електромагнітного розсіяння на об'єктах складної форми, підготовка матеріалів та ілюстрацій, обговорення та аналіз результатів, оформлення статті, підготовка та доповідь на конференції)

9. **Khrychov V.**, Legenkiy M. Electromagnetic Scattering for Complex Shape Objects with and without Cloaking // Proceedings of the IEEE international Conference on Ultrawideband and Ultrashort Smpulse Signals (uwbusis- 2018), Odessa – 2019.

URL: <https://www.scopus.com/record/display.uri?eid=2-s2.0-85057487211&origin=resultslist&sort=plf-f>

(Особистий внесок здобувача: проведення моделювання електромагнітного розсіяння на об'єктах складної форми, які оснащені різними видами покриттів, підготовка матеріалів та ілюстрацій, оформлення статті, обговорення та аналіз результатів, підготовка та доповідь на конференції)

10. **Khrychov V.**, Legenkiy M. Cloak Modeling for Complex Shape Radar Target // Proceedings of IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON), Lviv – 2019.

URL: <https://www.scopus.com/record/display.uri?eid=2-s2.0-85074920669&origin=resultslist&sort=plf-f>

(Особистий внесок здобувача: створення комп'ютерної програми для моделювання, проведення моделювання електромагнітного розсіяння на об'єктах складної форми, підготовка матеріалів та ілюстрацій, оформлення статті, обговорення та аналіз результатів, підготовка та доповідь на конференції)

11. **Khrychov V.**, Legenkiy M. Different components of the electromagnetic scattering of complex shape objects // Proceedings of the IEEE microwaves, radar and remote sensing symposium (MRRS-2020), 2020.

URL: <https://www.scopus.com/record/display.uri?eid=2-s2.0-85097722750&origin=resultslist&sort=plf-f>

(Особистий внесок здобувача: створення алгоритму для моделювання електромагнітного розсіяння з урахуванням різних компонент, підготовка матеріалів та ілюстрацій, оформлення статті, обговорення та аналіз результатів, підготовка та доповідь на конференції)

12. **Khrychov V.**, Legenkiy M. Using KD-tree for Algorithm of Electromagnetic Scattering Calculation on Complex Shape Objects // Proceedings

of the IEEE 3rd Ukrainian Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON), Lviv – 2021

URL: <https://www.scopus.com/record/display.uri?eid=2-s2.0-85118921537&origin=resultslist&sort=plf-f>

(Особистий внесок здобувача: запропонував використовувати алгоритми трасування променів та KD-tree структури даних для моделювання електромагнітного розсіяння на об'єктах складної форми, підготовка матеріалів та ілюстрацій, обговорення та аналіз результатів, оформлення статті, підготовка та доповідь на конференції)

13. **Khrychov V.**, Legenkiy M., "Modeling and Data Processing of the Electromagnetic Wave Scattering by Complex Shape Objects," 2022 *IEEE 2nd Ukrainian Microwave Week (UkrMW)*, Ukraine, 2022, pp. 550-553, doi: 10.1109/UkrMW58013.2022.10037135.

URL: <https://www.scopus.com/record/display.uri?eid=2-s2.0-85149182918&origin=resultslist&sort=plf-f>

(Особистий внесок здобувача: Підготовка матеріалів та ілюстрацій, обговорення та аналіз результатів, оформлення статті, підготовка та доповідь на конференції)

Онлайн сервіс створення та перевірки кваліфікованого та удосконаленого електронного підпису

ПРОТОКОЛ
створення та перевірки кваліфікованого та удосконаленого електронного підпису

Дата та час: 14:20:16 22.11.2023

Назва файлу з підписом: Хричов_ДИСЕРТАЦІЯ.pdf.asice
Розмір файлу з підписом: 4.7 МБ

Перевірені файли:
Назва файлу без підпису: Хричов_ДИСЕРТАЦІЯ.pdf
Розмір файлу без підпису: 5.5 МБ

Результат перевірки підпису: Підпис створено та перевірено успішно. Цілісність даних підтверджено

Підписувач: ХРИЧОВ ВЛАДИСЛАВ СЕРГІЙОВИЧ
П.І.Б.: ХРИЧОВ ВЛАДИСЛАВ СЕРГІЙОВИЧ
Країна: Україна
РНОКПП: 3488303415
Організація (установа): ФІЗИЧНА ОСОБА
Час підпису (підтверджено кваліфікованою позначкою часу для підпису від Надавача): 14:20:14
22.11.2023
Сертифікат виданий: КНЕДП АЦСК АТ КБ "ПРИВАТБАНК"
Серійний номер: 5E984D526F82F38F04000000273A280188877F04
Алгоритм підпису: ДСТУ-4145
Тип підпису: Удосконалений
Тип контейнера: Підпис та дані в архіві (розширений) (ASiC-E)
Формат підпису: З повними даними для перевірки (XAdES-B-LT)
Сертифікат: Кваліфікований