

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

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

МАСЛОВСЬКИЙ ОЛЕКСАНДР АНДРІЙОВИЧ

УДК 621.396.96

ДИСЕРТАЦІЯ
РАДІОЛОКАЦІЙНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ НАЗЕМНИХ ОБ'ЄКТІВ
СКЛАДНОЇ ФОРМИ НА ОСНОВІ ВИМІрювань ВІДБИТТЯ ВІД
ЛОКАЛЬНИХ ДІЛЯНОК
Спеціальність 01.04.03 - Радіофізика
(Фізико-математичні науки)

Подається на здобуття наукового ступеня кандидата фізико-математичних наук

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

_____ О. А. Масловський
Науковий керівник Колчигін Миколай Миколайович, доктор фізико-математичних наук, професор.

Харків - 2020

АНОТАЦІЯ

Масловський О. А. Радіолокаційні характеристики наземних об'єктів складної форми на основі вимірювань відбиття від локальних ділянок. – Кваліфікаційна наукова робота на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата фізико-математичних наук за спеціальністю 01.04.03 – радіофізики. Харківський національний університет імені В. Н. Каразіна Міністерства освіти і науки України, Харків, 2020.

Дисертаційна робота присвячена розв'язанню актуальної наукової задачі вдосконалення методики обчислення та вимірювання радіолокаційних характеристик об'єкта складної форми.

Об'єктом дослідження у дисертаційній роботі є електромагнітне поле, що розсіюється об'єктом складної форми у близькій і дальній зонах.

Предметом дослідження у роботі є вимірювання радіолокаційних характеристик поверхні складного наземного об'єкта у близькій зоні.

Дисертаційну роботу присвячено дослідженню характеристик розсіювання електромагнітних хвиль на об'єктах складної геометричної форми, які розташовані на підстильній поверхні. Для розв'язання цих задач розвинuto методики розрахунку й вимірювання ефективної поверхні розсіювання (ЕПР) об'єкту, а також методики врахування впливу підстильної поверхні. Досліджено способи зниження рівня та перерозподілу відбитого від об'єкту сигналу з метою зниження радіолокаційної помітності такого об'єкта.

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 радіопоглиняючих матеріалів і висока вартість переробки готових зразків техніки вимагає оцінки впливу тих чи інших заходів

щодо зменшення помітності об'єкта на етапі проектування. Такий попередній контроль ЕПР корисний для задач аeronавтики та охоронної індустрії так як може зберегти як час, так і ресурси.

У дисертаційній роботі проведено аналіз експериментальних та теоретичних методів оцінки вторинного випромінювання наземних об'єктів складної форми. Розглянуто існуючі методи вимірювання ефективної поверхні розсіювання у дальній зоні. Наведено короткий аналіз технічних засобів для вимірювання радіолокаційних характеристик об'єктів зі складною геометрією поверхні. На базі огляду переваг та недоліків натурних вимірювань ефективної поверхні розсіювання складних об'єктів зроблено висновок про необхідність дослідження вторинного випромінювання наземних об'єктів складної форми на основі методики декомпозиції. Такі дослідження дозволяють виділити ділянки найбільш сильного вторинного випромінювання, на яких потрібно застосовувати радіопоглинаючі матеріали (РПМ) для зниження радіолокаційної помітності об'єктів, що розглядаються, в цілому.

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. Для розрахунку ЕПР використано метод PO-SBR (Physical Optics Shooting and Bouncing Rays), який дозволяє розв'язати цю задачу в наближенні фізичної і геометричної оптики. Для того щоб обчислити ЕПР об'єкту на нього посилається пучок променів. Промені 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.

На підставі порівняння таких залежностей для різних об'єктів досить складно визначити, який з об'єктів є менш помітним. У даній роботі

представлена методика розрахунку, яка дозволяє характеризувати кожен об'єкт за допомогою декількох чисел: питома ЕПР, дисперсія ЕПР. Представлена методика може бути використана для оцінки помітності об'єкта, розташованого на різних підстильних поверхнях.

Базуючись на проведених у дисертації дослідженнях для наземних та повітряних цілей можна на основі розрахунків ЕПР з великим кутовим кроком зробити висновки щодо середнього значення ЕПР для об'єкту та визначити довірчі інтервали в яких буде знаходитися це середнє значення з заданою ймовірністю. Зокрема, можна зробити висновок, що задля отримання відносної похибки не більшої за $\sim 20\%$ дляожної з проаналізованих у роботі моделей слід вибрати кутовий крок не більший за 3° . Задля уникнення інших похибок, розрахунок слід провести декілька разів з новими вибірками.

У дисертації досліджено можливості простого характеризування помітності об'єкту складної форми та порівняння помітності різних об'єктів або початкової моделі об'єкту та моделі з запропонованими для зменшення помітності змінами. Визначено співвідношення між питомою ЕПР фону, роздільною здатністю радару та ймовірністю пеленгування об'єкту. Введено поняття питомої ЕПР об'єкту, що дає змогу порівнювати помітності різних об'єктів. Також безпосереднє порівняння питомої ЕПР об'єкту з питомою ЕПР фону дозволяє відразу зробити висновок щодо помітності об'єкта на такому тлі з використанням досить хороших засобів розвідки (з роздільною здатністю, меншою за розмір об'єкта).

Проте числові розрахунки не можуть вважатися фінальним критерієм достовірності. І для проведення достовірної оцінки ЕПР того чи іншого об'єкту та перевірки числових методів розрахунку необхідними є експериментальні методи визначення ЕПР.

Відомий метод вимірювання ЕПР засновано на випромінюванні зондующего сигналу і вимірюванні потужності прийнятого від об'єкта

сигналу. ЕПР визначається в дальній зоні, де розсіяна об'єктом хвиля є плоскою хвилею (така ж вимога має задовольнятися і для антени - об'єкт повинен розташовуватися в дальній зоні антени).

Недоліком вищезгаданого методу є те, що вимірювання ЕПР об'єкта в дальній зоні є складним завданням, та часто не реалізується на практиці за певних співвідношень між розмірами об'єкта та робочою довжиною хвилі радара/РЛС, через неможливість забезпечення необхідної (часто дуже великої) відстані від об'єкта/розсіювача до РЛС.

Відомим є спосіб вимірювання ЕПР об'єктів, що включає опромінення, встановленого на поворотній платформі об'єкта та вимірювання потужності відбитого від об'єкта сигналу за допомогою РЛС в горизонтальній площині. У цій же площині проводяться вимірювання і для еталонного відбивача. І далі за відомою формулою обчислюється ЕПР об'єкта. Весь процес вимірювання ЕПР аналога відбувається в дальній зоні.

Недоліком є недостатня точність вимірювання ЕПР об'єкта через необхідність проводити вимірювання для надвисокочастотних РЛС на дуже великих відстанях для великогабаритних об'єктів вимірювання. І як наслідок, часто фізична неможливість проводити такі вимірювання в дальній зоні.

В даній роботі пропонується удосконалення способу вимірювання ефективної поверхні розсіювання об'єкта в близній зоні шляхом використання декомпозіційної методики для підвищення точності вимірювання ЕПР об'єкта і для отримання можливості практичної реалізації таких вимірювань за рахунок їх проведення в близній зоні по-фрагментно для різних частин об'єкту.

Декомпозиційна методика може бути використана, як для вимірювання моностатичної ефективної площині розсіювання (ЕПР) об'єктів як на відкритих полігонах, так і в закритих приміщеннях, в лабораторних або виробничих умовах. Так само, методика може бути використана для виявлення найбільш

радіолокаційно помітних фрагментів великогабаритного об'єкта, що вносять визначальний, максимальний внесок у сумарну/загальну ЕПР даного об'єкта.

На основі результатів радіолокаційного зондування, отриманих в близній зоні об'єкту, наведено декомпозиційну методику розрахунку вторинного випромінювання наземного об'єкту. Основна ідея методики полягає в тому, щоб розділити об'єкт на окремі фрагменти та провести вимірювання для кожного фрагмента в зоні близнього поля окремо. Перевагою цієї методики є її доступність і простота у порівнянні з відомими методами вимірювання ЕПР в дальній зоні.

Проведено розрахунок вторинного випромінювання моделі тактичної броньованої колісної машини (ТБКМ) декомпозиційною методикою. Показано, що ділянки поверхні об'єкту з найбільшим значенням ЕПР знаходяться при зондуванні в напрямку корми та центральних ділянок при зондуванні ТБКМ спереду. В той же час зондування з напрямків бортів містить ділянки найбільш сильного вторинного розсіювання в нижній частині моделі.

Проведена верифікація теоретичних розрахунків шляхом порівняння місць розташування ділянок з найбільшими значеннями ЕПР, які отримано експериментально, та за допомогою числового моделювання. Порівняння місць розташування найбільш відбиваючих ділянок поверхні показало збіг місць, отриманих у експерименті і розрахованих теоретично, на 75%.

У випадку коли розглядається розсіювання електромагнітної хвилі на об'єкті, розташованому на підстильній поверхні (автомобіль на бетонному покритті, корабель на морській поверхні, танк на піску) в загальному відбитому від об'єкта сигналі істотну роль грає перевідбиття між досліджуваним об'єктом і підстильною поверхнею.

У дисертаційній роботі розроблено методику часткового покриття об'єкта ("камуфляж") радіопоглинаючим матеріалом таким чином, що величина середньої ЕПР об'єкта в заданому кутовому діапазоні опромінення була

максимально близька до середньої ЕПР "затіненої" об'єктом ділянки підстильної (фонової) поверхні. Таким чином розроблена методика дозволяє зробити об'єкт максимально непомітним ("неконтрастним") для засобів радіолокаційного спостереження.

На основі проведених досліджень було зроблено висновок, що достатньо враховувати лише розташування 20% найбільш відбиваючих ділянок поверхні, що може дозволити у майбутньому, при використанні РПМ, знизити ЕПР всього об'єкту у 2 рази, навіть для РПМ, що приводить до зниження відбитого сигналу на невелике значення (~5 дБ.)

Для моделі танка наводяться розрахунки вторинного випромінювання для різних кутових діапазонів опромінення і типів підстильної поверхні з різним рівнем шорсткості. Проведена оптимізація показала, що використання радіопоглинаючих матеріалів дозволяє істотно знизити контраст моделі танка на тлі підстильної поверхні. При цьому для деяких типів підстильної поверхні використання РПМ на незначній частині поверхні моделі приводить до повної втрати контрастності об'єкта для заданих діапазонів ракурсів опромінення.

Відповідну оптимізацію нанесення покриття необхідно проводити для кожного конкретного діапазону кутів опромінення та типу підстильної поверхні (з урахуванням її шорсткості).

Необхідно відзначити, що наведені результати отримано для спрошеної моделі танка з метою демонстрації можливостей запропонованої методики і вимагають істотного уточнення для реальних об'єктів бронетанкової техніки.

Ключові слова: електромагнітні хвилі, ефективна поверхня розсіювання, натурні вимірювання, числове моделювання, дальня зона, ближня зона, розсіювання електромагнітних хвиль, радіолокація, радіолокаційна помітність, радіопоглинаючі матеріали.

ABSTRACT

Maslovskiy. O. Radar characteristics of complex onground objects based on local area reflection measurements – Qualifying scientific work on the rights of the manuscript.

Dissertation for the degree of a candidate of physical and mathematical sciences in specialty 01.04.03 – radiophysics. V. N. Karazin Kharkiv National University, the Ministry of Education and Science of Ukraine, Kharkiv, 2020.

The dissertation is devoted to solving the actual scientific problem of improving the method of calculation and measurement of radar characteristics of a complex shape object.

The object of the research of the dissertation is the electromagnetic field scattered by the object of complex form in the near and far zone.

The subject of the study is the measurement of the radar characteristics of the surface of a complex ground object in the near-field.

The dissertation is devoted to the study of the characteristics of electromagnetic waves scattering on complex geometric shape objects, which are located on the underlying surface. To solve these problems, methods for calculating and measuring the radar cross section (RCS) of the object, as well as methods of taking into account of influence of the underlying surface, have been developed. Methods of reducing the level and redistribution of the reflected signal from the object are investigated in order to reduce the radar visibility of such an object.

Recently, it is important to create military and civilian equipment in such a way that it is unobtrusive to radar stations (or high-precision homing weapons). The need to use a large amount of radio-absorbent materials for these purposes and the high cost of processing finished engineering samples requires an assessment of the impact of certain measures to reduce the visibility of the object at the design stage. This

preliminary RCS control is useful for the aeronautics and defense industry tasks, as it can save both time and resources.

In dissertation the analysis of experimental and theoretical methods of estimation of secondary radiation of ground objects of complex form is carried out. Existing methods of measuring of the radar cross section in a distant zone are considered. A brief analysis of technical means for measuring radar characteristics of objects with complex geometry of a surface is given. On the basis of the review of the advantages and disadvantages of field measurements of the radar cross section of complex objects, it was concluded that there is a need to study secondary radiation of complex ground object on the basis of a decomposition method. Such studies will allow to isolate areas of the strongest secondary radiation on which radio-absorbing materials (RAM) must be used in order to decrease total radar visibility of the object.

Therefore, mathematical modeling of scattering of electromagnetic waves on an object is important. As a result of mathematical modeling for each individual case (wavelength, polarization, underlying surface, etc.), we obtain the dependence of the radar cross section of the object from the angle. Physical Optics Shooting and Bouncing Rays (PO-SBR) have been used to calculate the RCS, which allows solving this problem in the approximation of physical and geometric optics. In order to calculate the RCS of an object, a bundle of beams refers to it. Rays are reflected from the walls of the object in accordance with the laws of geometric optics and reflect some energy to the receiver. The field of inverse scattering from rays is calculated according to the scheme of physical optics.

Based on the comparison of such dependencies for different objects, it is difficult to determine which of the objects is less noticeable. In this paper a calculation method, that allows characterizing each object with the help of several numbers: a specific RCS and RCS variance is presented. The presented method can be used to assess the visibility data of an object located on different underlying surfaces.

Based on the research carried out in the dissertation for ground and air targets, it is possible, based on RCS calculations with a big angle step, to draw conclusions about the average RCS for the object and to determine the confidence intervals in which this average value with a given probability will lie. In particular, we can conclude that in order to obtain a relative error no greater than $\sim 20\%$ for each of the models analyzed in the work should choose an angle of not more than 3° . In order to avoid other errors, the calculation should be made several times with new samples.

In the dissertation the possibilities of simple characterization of the complex shape object visibility and the comparison of the visibility of various objects or the initial model of the object and the model with the proposed changes to reduce visibility are researched. The relationship between the background specific RCS, radar resolution and the probability of pointing the object is determined. The concept of an object specific RCS is introduced, which makes it possible to compare the visibility of different objects. Also, a direct comparison of an object's specific RCS with a specific RCS of background allows one to immediately draw a conclusion on the object's visibility on a such background, using rather good intelligence (with a resolution less than the size of the object).

However, numerical calculations can not be considered as the final criterion of truth. And for the purpose of conducting a reliable RCS assessment of an object and verifying numerical methods of calculation, experimental methods for RCS determining are necessary.

A well-known method for RCS measuring is based on the radiation of a probe signal and the measurement of the received signal reflected from the object. RCS is determined in a far zone where the wave, scattered by the object, is a flat wave (the same requirement should be met for the antenna - the object must be located in the far area of the antenna).

The disadvantage of the above-mentioned method is that the object's RCS measurement in a far zone is a difficult task, and is often can not be realized in

practice because of certain relationships between the size of an object and the operating wavelength of a radar, due to the impossibility of providing the necessary (often very large) distance from the object to the radar.

A method for object's RCS measuring that include irradiation of an object, installed on a rotating platform, and measuring the power of reflected from object signal using a radar in a horizontal plane, is known. In the same plane measurements are made for the reference reflector. And further according to the known formula, the RCS of the object is calculated. The whole process of RCS measuring analogues occurs in the distant zone

The disadvantage of this method is low accuracy of RCS measuring due to the need of conducting measurements by ultrahigh-frequency radars at very large distances for large-scale measuring objects. And as a consequence, often the physical impossibility of such measurements in the distant zone.

In this work, it is proposed to improve the method of object's RCS measuring in the near zone by using a decomposition method for increasing the accuracy of the measurement of the RCS of the object and for obtaining the possibility of practical realization of such measurements due to their conduction in the near zone in a fragmentary way for different parts of the object.

The decomposition method can be used to measure objects monostatic RCS both on open landfills and in enclosed spaces, in laboratory or production conditions. Similarly, the method can be used to identify the less radar-marked fragments of a large-sized object, which make a decisive, maximum contribution to the total RCS of the object. Based on the results obtained in the near-field of the object, a decomposition method for calculating the secondary radiation of the ground object is presented. The basic idea of the method is to divide the object into separate fragments and measure each fragment in the near-field region separately. The advantage of this method is its availability and simplicity in comparison with the known methods of measuring RCS in the far zone.

The calculation of secondary radiation of a tactical armored wheeled car model (TAWC) has been calculated by decomposition method. It is shown that the areas of the surface of the object with the highest values of the EPR are located at the sounding in the direction of the feed and central areas during TBKM probing in the front. At the same time, the sounding of the sides of the planes contains the areas of the strongest secondary scattering in the lower part of the model.

The verification of theoretical calculations was performed by comparing the locations of the areas with the largest RCS values, which were obtained experimentally, and by means of numerical simulation. Comparison of the locations of the most reflective areas of the surface showed a coincidence of the locations obtained in the experiment and calculated theoretically, by 75%.

In the case of scattering of an electromagnetic wave on an object located on the underlying surface (a car on a concrete, a ship on the sea surface, a tank on the sand), in general, reflected from the object of the signal plays a significant role re-reflection between the object under study and the underlying the surface.

In the dissertation work the method of partial coverage of the object ("camouflage") was developed with the radio-absorbing material in such a way that the value of the average RCS of the object in the given angle of irradiation was as close as possible to the average RCS of the "shaded" by the object area of the underlying (background) surface. Thus, the developed method makes it possible to make the object as completely invisible ("non-contrast") for radar surveillance devices.

Based on the studies, it was concluded that it is enough to take into account only location of 20% of the most reflective surface areas, which can allow in the future, with the use of RAM, to reduce the RCS of the entire object by 2 times, even for the RCS, which leads to a decrease in the reflected signal on a small value (~ -5 dB.).

For the tank model, calculations of secondary radiation for different angles of irradiation and types of underlying surface with different levels of roughness are presented. The conducted optimization has shown that the use of radio-absorbing materials can significantly reduce the contrast of the tank model against the background. In this case, for some types of underlying surface, the use of RAM on a small part of the surface of the model results to a complete loss of contrast of the object for the given range of exposure angles.

Appropriate coating optimization should be performed for each specific range of irradiation angles and type of underlying surface (taking into account its roughness).

It should be noted that these results are obtained for a simplified model of the tank in order to demonstrate the capabilities of the proposed method and require significant refinement for real objects of armored vehicles.

Key words: electromagnetic waves, radar cross section, direct measurements, numerical simulation, far field, near field, scattering of electromagnetic waves, radar, radar visibility, radioabsorbing materials.

Список публікацій здобувача:

Наукові праці у наукових фахових виданнях України:

1. **Масловский А.А.**, Легенький М.Н. Об оценке заметности радиолокационных целей, расположенных на подстилающей поверхности // Вісник Харківського національного університету імені В. Н. Каразіна. Серія «Радіофізика та електроніка». 2014. №1115. Вип. 24. С. 14-22.
Проведення статистичної обробки результатів розрахунку дифракції хвиль на об'єктах складної форми, розташованих на підстильній поверхні, аналіз результатів числових розрахунків.
2. **Масловський О.А.**, Легенький М.М., Антюфєєва М.С. Оцінка кроку для розрахунку (вимірювання) діаграми зворотного розсіяння об'єктів складної форми // Вісник Харків. нац. ун-ту імені В. Н. Каразіна. Серія «Радіофізика та електроніка». 2016. Вип. 25. С. 74-79.
Проведення статистичної обробки результатів розрахунку дифракції хвиль на об'єктах складної форми, числові розрахунки, створення моделі об'єкту складної форми.
3. **Масловский А.А.**, Легенький М.Н., Демченко А.А., Колчигин Н.Н. Частичная маскировка объектов сложной формы с помощью радиопоглощающих материалов // Вісник Харківського національного університету імені В. Н. Каразіна. Серія «Радіофізика та електроніка». 2017. Вип. 27. С. 3-8.
Створення моделі об'єкту складної форми, проведення числових розрахунків, аналіз результатів.

Наукові праці у фахових виданнях, що входять до міжнародних наукометричних баз:

4. Legenkiy M.N., **Maslovskiy A.A.**, Khrychev V.S. Processing RCS Distribution for Complex Shape Objects // Telecommunications and Radio Engineering. Kharkiv. 2016. Vol. 75. Is. 20. P. 1825-1836.

Створення моделі об'єкту складної форми, розрахунок розсіяння електромагнітних хвиль на цьому об'єкті. (Видання входить до міжнародної наукометричної бази Scopus).

5. Legenkiy M.N., Kolchigin N.N., **Maslovskiy A.A.** Simulation of measuring RCS of complex scatterers by the decomposition method // Telecommunications and Radio Engineering. Kharkiv. 2017. Vol. 76. Is. 12. P. 1111-1120.

Створення моделі об'єкту складної форми, проведення числових розрахунків за допомогою декомпозиційної методики. (Видання входить до міжнародної наукометричної бази Scopus).

6. Kolchigin N., Legenkiy M., **Maslovskiy A.**, Demchenko A., Vinnichenko S., Vasilchenko I., Rolenko S., Devyatilov Yu, Glebov V., Decomposition Method For Determining The High Reflected Sections Of A Complex Object Surface // Telecommunications and Radio Engineering. Kharkiv. 2018. V. 77. Is. 11. P. 945-956.

Створення моделі об'єкту складної форми, проведення числових розрахунків, допомога в проведенні натурних вимірювань, аналіз результатів. (Видання входить до міжнародної наукометричної бази Scopus).

7. **Maslovskiy A.**, Vasylets V., Nechitaylo S., Sukharevsky O. Method Of Radar Masking Of The Ground Based Military Equipment Objects // Telecommunications and Radio Engineering. Kharkiv. 2019. V.78. №. 1. P. 47-58.

Створення моделі об'єкту, участь в обговоренні та аналізі результатів. (Видання входить до міжнародної наукометричної бази Scopus).

Наукові праці у фахових закордонних виданнях:

8. Antyufeyeva M.S., Butrym A.Y., Kolchigin N.N., Legenkiy M.N., **Maslovskiy A.A.**, Osinov G.G. Specific RCS for describing the scattering characteristic of complex shape objects // Progress In Electromagnetics Research M. 2016. V. 52. P.191-200.

(Проведення числових розрахунків, створення моделі об'єкту складної форми). (Видання входить до міжнародної наукометричної бази Scopus, Web of Science).

Наукові праці апробаційного характеру (тези доповідей на наукових конференціях) за темою дисертації:

9. **Maslovskiy A.A.**, Legenkiy M.N. Geometrical techniques for reducing radar targets detectability // 14th Kharkiv Young Scientists Conference On Radiophysics, Electronics, Photonics And Biophysics, 14-17 Oct. 2014. Kharkov, 2014.

10. **Maslovskiy A.A.**, Legenkiy M.N. Analysis of Geometrical Techniques for Reducing Radar Detectability of On-Ground Targets // YSF'2015: International young scientist forum on applied physics, 29 Sept.-2 Oct. 2015. Dnipropetrovsk, 2015. P. 1-4.

11. **Maslovskiy A.**, Legenkiy M. Antyufeyeva M. BSP Step for Complex Target RCS Measuring or Calculation // Msmw'2016: The 9th International Kharkov Symposium On Physics And Engineering Of Microwaves, Millimeter And Submillimeter Waves. 20-24 June 2016. Kharkiv, 2016.

12. **Maslovskiy A.**, Legenkiy M., Antyufeyeva M. BSP Step for On-Ground Targets RCS Measuring or Calculation // MMET'2016: Proceedings of the conference Mathematical Methods in Electromagnetic Theory. 5-7 July 2016. Lviv, 2016.

13. Antyufeyeva M.S., Legenkiy M.N., **Maslovskiy A.A.** Influence of Background Surface on Backscattering Pattern of Complex Shape Object //

Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals. 5-8 Sept. 2016. Odessa, 2016. P. 179-182.

14. **Maslovskiy A.A.**, Legenkiy M.N., Kolchigin N.N. Decompsition method for complex target RCS measuring // UKRCON: IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering. May 29 – June 2. 2017. Kyiv, 2017.

15. Legenkiy M., **Maslovskiy A.** Specific RCS for On-Ground Radiolocation Target // MRRS-2017: IEEE Microwave, Radar and Remote Sensing Symposium. 29-31 Aug. 2017. Kyiv, 2017. P. 211-214.

16. **Maslovskiy A.**, Legenkiy M. Experimental Measuring of Bright Spots on Complex Shape Object Surface with Decomposition Method // 9th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals. 4-7 Sept. 2018. Odessa, 2018.

ЗМІСТ

СПИСОК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ	20
ВСТУП	21
РОЗДІЛ 1. Аналіз існуючих методів оцінки радіолокаційної помітності наземної техніки	27
1.1 Експериментальні методи розрахунку вторинного випромінення об'єктів складної форми.....	27
1.1.1 Вимірювання параметрів полів, що розсіяні об'єктами складної форми на полігонах	28
1.1.2 Вимір параметрів полів, що розсіяні макетами реальних об'єктів у безлунних камерах	37
1.2 Теоретичні методи розрахунку характеристик розсіювання об'єктів складної форми.....	42
1.2.1 Методи точного рішення.....	43
1.2.2 Методи наближеного рішення.....	44
Висновки по 1 розділу	49
РОЗДІЛ 2. Методика для розрахунку характеристик радіолокаційної помітності складних об'єктів розташованих на різних типах підстильної поверхні	50
2.1 Створення моделі об'єкту складної форми	53
2.2 Методика для розрахунку характеристик радіолокаційної помітності складних об'єктів розташованих на різних типах підстильної поверхні ..	68
2.3 Обробка результатів розрахунку ЕПР	73
2.3.1 Визначення вимог до густини кутової сітки, на якій слід визначати ЕПР, щоб отримати достовірну оцінку статистичних характеристик об'єкту	75
2.4 Поняття питомої ЕПР	87
Висновки до розділу 2	104

РОЗДІЛ 3. Декомпозиційна методика вимірювання ЕПР.....	105
3.1 Основи декомпозиційної методики.....	106
3.2 Числове тестування декомпозиційної методики	112
3.3 Числове моделювання декомпозиційною методикою	115
3.4 Вимірювання ЕПР об'єкта декомпозиційною методикою	120
3.4.1 Вимірювальний пристрій	121
3.4.2 Методика вимірювання характеристик радіолокаційного відбиття об'єктів за допомогою ПВКВ	127
3.4.3 Результати вимірювання.....	131
3.4 Порівняння результатів	132
3.5 Висновки до розділу 3	136
РОЗДІЛ 4. Методи радіолокаційного маскування наземних об'єктів складної форми.....	137
4.1 Застосування декомпозиційної методики для задач зниження радіолокаційної помітності об'єкта	143
4.2 Зниження контрастності назменого об'єкта складної форми	148
4.2.1 Опис методу.....	148
4.2.2 Результати числового моделювання.	155
Висновки до розділу 4	163
ВИСНОВКИ.....	165
Перелік джерел посилання	167

СПИСОК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

БЛК – безлунна камера

ВР – вимірник розсіювання

ГО – геометрична оптика

ДСА – діаграма спрямованості антени

ЕПІ – електронно-проміневий індикатор

ЕПР – ефективна поверхня розсіювання

ЗВТ – загально військова техніка

МВКВ – малогабаритний вимірник коефіцієнтів відбиття

НВЧ – надвисокі частоти

ОПП – опорно-поворотний пристрій

ПСНР – переносна станція наземної розвідки

РВРР – радіолокаційний вимірник рівнів розсіювання

РЛС – радіолокаційна станція

РПМ – радіопоглинаючі матеріали

ТБКМ – тактична броньована колісна машина

PEC – perfect electric conductor

PEM –perfect magnetic conductor

PO-SBR – Physical Optics shooting and bouncing rays

ВСТУП

Обґрунтування вибору теми дослідження.

Дисертаційну роботу присвячено дослідженню характеристик розсіювання електромагнітних хвиль на об'єктах складної геометричної форми, які розташовано на підстильній поверхні. Для розв'язання цієї задачі розвинуто методи розрахунку й вимірювання ефективної поверхні розсіювання (ЕПР) об'єкту, а також методи врахування впливу підстильної поверхні. Досліджено способи зменшення амплітуди та перерозподілу відбитого від об'єкту сигналу з метою зниження радіолокаційної помітності такого об'єкта.

При сучасному рівні розвитку засобів радіолокаційного виявлення наземних об'єктів і засобів вогневого ураження, які оснащено радіолокаційною системою наведення, зниження радіолокаційної помітності озброєння та наземної техніки стає одним з основних методів збільшення терміну їх життя на полі бою.

Розробка заходів протидії радіолокаційному виявленню техніки та її захисту від зброї, що має радіолокаційні системи наведення, передбачає розв'язання задач оптимізації геометричної форми поверхні об'єктів та оптимального розміщення радіопоглинаючого матеріалу та покриття на їх поверхні.

Для розв'язання вказаних задач необхідно мати апріорні дані про характеристики розсіювання досліджуваних об'єктів. Такі дані можна отримати або за допомогою числового моделювання розсіяння електромагнітних хвиль на моделі досліджуваного об'єкту, або за допомогою експериментальних вимірювань для зразка досліджуваної техніки. Але наразі методи числового моделювання недостатньо розвинуто для ефективного розв'язання зазначененої задачі. А експериментальне отримання такої інформації пов'язано з необхідністю проведення великої кількості експериментів з виявлення

радіолокаційних характеристик досліджуваних об'єктів та елементів їх поверхні. Проведення натурних експериментів у дальній зоні обмежено великою кількістю організаційних труднощів: використання спеціалізованого радіолокаційного полігону, залучення авіаційної техніки, тощо.

Отже складається **протиріччя**, яке обумовлене, з одного боку необхідністю вдосконалення методу радіолокаційного маскування об'єктів складної форми, а з іншого недостатньою ефективністю та складністю існуючих методів виявлення демаскуючих властивостей (елементів поверхні) об'єктів.

Розв'язання такого протиріччя можливе із застосуванням декомпозиційної методики вимірювання та розрахунку ЕПР об'єктів у близькій зоні, яка має бути зорієнтовано на реалізацію наступних підходів:

- врахування впливу підстильної поверхні на помітність наземного об'єкта;
- визначення ділянок поверхні об'єкта з найбільшим рівнем відбиття;
- визначення помітності радіолокаційного об'єкта на тлі підстильної поверхні.

Інформація про радіолокаційні характеристики як існуючих, так і проектованих зразків наземної техніки, елементів та типів поверхонь інтенсивного розсіювання дозволить сформулювати практичні рекомендації, спрямовані на зниження їх радіолокаційної помітності. У близькій зоні антена радару має вузьку діаграму спрямованості, опромінює невелику ділянку поверхні об'єкта. Тому можливість вимірювань у близькій зоні дозволяє виділити елементи та типи поверхонь досліджуваних об'єктів (існуючих та таких, що розробляються), які вносять найбільший внесок у вторинне випромінювання об'єкту, що є важливою практичною перевагою.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами

Дисертаційну роботу виконано на кафедрі теоретичної радіофізики факультету радіофізики, біомедичної електроніки та комп'ютерних систем

Харківського національного університету імені В. Н. Каразіна відповідно до планів науково-дослідних робіт: «Методика розрахунку та вимірювань у близькій зоні характеристик радіолокаційної помітності для наземних об'єктів та ефективності її зниження при маскуванні» (номер державної реєстрації: 0116U000815 2016, здобувач – виконавець), «Методи та алгоритми розрахунку широкосмугових характеристик електромагнітного розсіяння на об'єктах складної форми для визначення їх радіолокаційної помітності.» (номер державної реєстрації: 0117U004965, здобувач – відповідальний виконавець).

Мета і завдання дослідження

Метою роботи є дослідження радіолокаційних характеристик наземних об'єктів складної форми, впливу підстильної поверхні на радіолокаційну помітність наземних об'єктів і розробка та вдосконалення методики вимірювання радіолокаційних характеристик наземних об'єктів складної форми у близькій зоні.

Задачі дослідження:

1. Дослідження статистичних характеристик відбитого від об'єкту складної форми сигналу для визначення оптимальної кількості експериментальних вимірювань (або числових моделювань) для отримання достовірної інформації про радіолокаційні характеристики об'єкта;
2. Розробка універсального методу врахування впливу підстильної поверхні на сумарний відбитий від об'єкту сигнал;
3. Розвиток декомпозиційної методики визначення радіолокаційних характеристик об'єкту;
4. Розвиток методу маскування наземного об'єкту складної форми із застосуванням декомпозиційної методики;
5. Розвиток методу попередньої оцінки внеску заходів по зниженню радіолокаційної помітності об'єкту в загальний відбитий від об'єкту сигнал.

Об'єкт дослідження. – електромагнітне поле, що розсіюється об'єктом складної форми у ближній та дальній зонах.

Предмет дослідження – вимірювання радіолокаційних характеристик поверхні складного наземного об'єкта у ближній зоні.

Методи дослідження

Метод падаючих та відбитих променів на основі методу фізичної оптики (від англ. Physical Optics - Shooting and Bouncing Rays PO-SBR) та декомпозиційна методика для вимірювання та розрахунку радіолокаційних характеристик наземних об'єктів. За допомогою методу PO-SBR реалізовано числове моделювання розсіяння електромагнітних хвиль на об'єкті складної форми. За допомогою декомпозиційної методики проводилися вимірювання та розрахунок радіолокаційних характеристик досліджуваного об'єкту.

Наукова новизна отриманих результатів

1. *Вдосконалено* метод числового моделювання розсіяння електромагнітних хвиль на наземному об'єкті, що полягає у представленні загального відбитого від радіолокаційної сцени поля у вигляді ряду за ступенями коефіцієнта відбиття підстильної поверхні;
2. *Розвинуто* декомпозиційну методику натурного вимірювання ефективної поверхні розсіяння (ЕПР) об'єктів складної форми. Порівняні дані натурних вимірювань для реального об'єкта з даними числового моделювання на 3D моделі цього об'єкта;
3. *Вперше* для визначення ділянок поверхні об'єкта, що дають найбільший внесок у загальний відбитий від об'єкта сигнал запроваджено декомпозиційну методику;
4. *Вдосконалено* метод зниження помітності наземного об'єкта в окремих кутових секторах за допомогою часткового покриття поверхні об'єкту радіопоглинаючим покриттям.

5. *Оптимізовано* використання радіопоглинаючого матеріалу (РПМ) з метою максимального зменшення помітності об'єкту та мінімізації використання радіопоглинаючих матеріалів на поверхні об'єкту.

Практичне значення отриманих результатів

Дослідження, що наведені у дисертації, належать до основних наукових напрямів сучасної радіофізики та визначають тенденції її подальшого розвитку. Вони відносяться до задач розсіювання електромагнітних хвиль на об'єктах, що мають складну геометрію поверхні.

Практичну значимість роботи підтверджують акти щодо використання та впровадження результатів науково-дослідної роботи. Такі акти здобувачем були отримані у Державному підприємстві «Конструкторське бюро «Південне»» при проведенні дослідно-конструкторської роботи «Гром-2», та у Державному підприємстві «Харківське конструкторське бюро з машинобудування імені О.О.Морозова»

Особистий внесок здобувача

У роботах [74], [90], [91], [57] та [89] автор проводив статистичну обробку результатів моделювання дифракції хвиль на об'єктах складної форми, розташованих на підстильній поверхні та проводив аналіз результатів. У роботах [83], [113], [108] автором було створено досліджувану 3D модель складної форми та проведено математичне моделювання розсіяння електромагнітних хвиль на досліджуваних моделях. У роботі [96], [117] автор запропонував ідею використання декомпозиційної методики для виявлення найбільш відбиваючих ділянок та провів математичне моделювання за допомогою декомпозиційної методики. У роботі [109] [104] [111] автор прийняв участь у проведенні натурних вимірювань радіолокаційних характеристик об'єкта декомпозиційною методикою та здійснював математичне моделювання. У роботі [125] автор прийняв участь у обговоренні концепції та в обробці даних числового моделювання. У роботах [80] [98] автор проводив математичне

моделювання радіолокаційної помітності об'єкту, що знаходиться на підстильній поверхні. У роботах [102] [81] [116] автору належить створення 3D моделей, проведення числового розрахунку та графічне оформлення.

Апробація матеріалів дисертації

Основні результати дисертації були представлені на конференціях міжнародного рівня: Conference on Radiophysics, Electronics, Photonics and Biophysics YSC'2014 (Kharkiv, 2014) (автор отримав винагороду за кращу доповідь секції), International forum on applied physics YSF'2015 (Dnipropetrovsk, 2015), The 9th International Kharkov Symposium On Physics And Engineering Of Microwaves, Millimeter And Submillimeter Waves (Msmw'2016) (Kharkiv, 2016), Conference Mathematical Methods in Electromagnetic Theory (MMET'2016) (Lviv, 2016), Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals, (Odessa, 2016) (робота зайніяла 2 місце у конкурсі робіт молодих вчених), 2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON) (Kyiv, 2017), IEEE Microwave, Radar and Remote Sensing Symposium (MRRS-2017) (Kyiv, 2017), 9th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (Odessa, 2018) (робота зайніяла 3 місце у конкурсі робіт молодих вчених).

Публікації

Матеріали дисертації опубліковано у 16 наукових працях, серед яких 8 статей у наукових фахових виданнях (зокрема з них 5 статті, що входять до наукометричної бази даних Scopus), і 8 у матеріалах та тезах доповідей на конференціях. Також на основі даних, отриманих в процесі виконання дисертаційної роботи, було отримано 3 патенти України на корисну модель.

Обсяг і структура дисертації Дисертація складається зі вступу, 4 розділів, висновків, списку використаної літератури і 1 додатку. Загальний обсяг дисертації становить 186 сторінок, з яких 139 сторінок основного тексту. Список використаної літератури на 14 сторінках включає в себе 131 найменування. Всього у дисертації 72 рисунка, 18 таблиць.

РОЗДІЛ 1

Аналіз існуючих методів оцінки радіолокаційної помітності наземної техніки

Існує два основних підходи для отримання необхідної інформації про властивості розсіювання об'єктів, що цікавлять: експериментальний і теоретичний. Останній в свою чергу поділяється на строгое та наближене рішення задач дифракції електромагнітних хвиль.

Експериментальні підходи використовують методи, що засновані на визначенні радіолокаційних характеристик розсіювання об'єкта, що розглядається, за допомогою експериментальних або натурних вимірювань. До них відносять:

- вимірювання параметрів полів, що розсіяні реальними зразками загально військової техніки (ЗВТ) на полігонах (натурний експеримент) [1-3];
- вимірювання параметрів полів, що розсіяні макетами реальних об'єктів у безлунних камерах (фізичний експеримент). [4];

Розрахунок радіолокаційних характеристик розсіювання об'єктів складної форми за допомогою теоретичних методів [5 - 9] включає до себе:

- створення математичної моделі поверхні об'єкта, що досліджується з врахуванням її нерегулярностей та електродинамічних властивостей;
- розрахунок компонент розсіяного електромагнітного поля;
- розрахунок радіолокаційних характеристик розсіяння (ефективної поверхні розсіяння, діаграми зворотного вторинного випромінення, тощо).

1.1 Експериментальні методи розрахунку вторинного випромінення об'єктів складної форми

У цьому пункті розглянуті методи вимірювання параметрів полів, що розсіяні реальними зразками ЗВТ на полігонах (натурний експеримент) та

методи вимірювання параметрів полів, що розсіяні макетами реальних об'єктів у безлунних камерах (фізичний експеримент).

1.1.1 Вимірювання параметрів полів, що розсіяні об'єктами складної форми на полігонах

Вимірювання характеристик радіолокаційного відбиття від зразків техніки в польових умовах проводиться за допомогою радіолокаційних станцій (РЛС), розташованих стаціонарно, на рухомій наземній і повітряній техніці, або переносних [10,11]. У якості одного з таких засобів використовується, наприклад, радіолокаційний вимірювач рівнів розсіювання (PBPP), котрий призначений для інструментального вимірювання в природних умовах рівнів сигналів, відбитих від цілей в 3-х сантиметровому діапазоні радіохвиль, а також індикації цих рівнів на вбудованому індикаторі. PBPP розроблений на базі промислової портативної РЛС ближнього спостереження 1РЛ129 (переносна станція наземної розвідки ПСНР-3 «Гарпун-1»), дополненої вимірювником розсіювання (ВР) у вигляді спеціалізованого блоку виміру рівнів відбитого сигналу. Спрощена блок-схема радіолокаційного вимірювника розсіювання наведена на Рис. 1.1. Основні технічні параметри PBPP наведені в Табл. 1.1.

РЛС 1РЛ129 створена в розбірному варіанті, з автономним живленням від акумуляторної батареї. РЛС 1РЛ129 містить у собі:

- опорно-поворотний пристрій (ОПП), що виконаний у вигляді розбірної триноги з елементами юстировки в горизонтальній площині;
- надвисокочастотний (НВЧ) блок, що включає антenu, приймально-передавальний пристрій, оптичний візор, електричний привід і механізм повороту по азимуту; НВЧ блок встановлюється на посадковій поверхні ОПП; НВЧ блок містить елементи ручної юстировки антени по куту місця;

– блок індикатора, що включає електронно-променевий індикатор (ЕПІ), пристрій керування ОПП, верньєр установки стробу дальності, вузол відліку дальності, органи регулювання посилення приймача, первинний перетворювач живленням, акумуляторну батарею; блок індикатора встановлюється на ОПП.

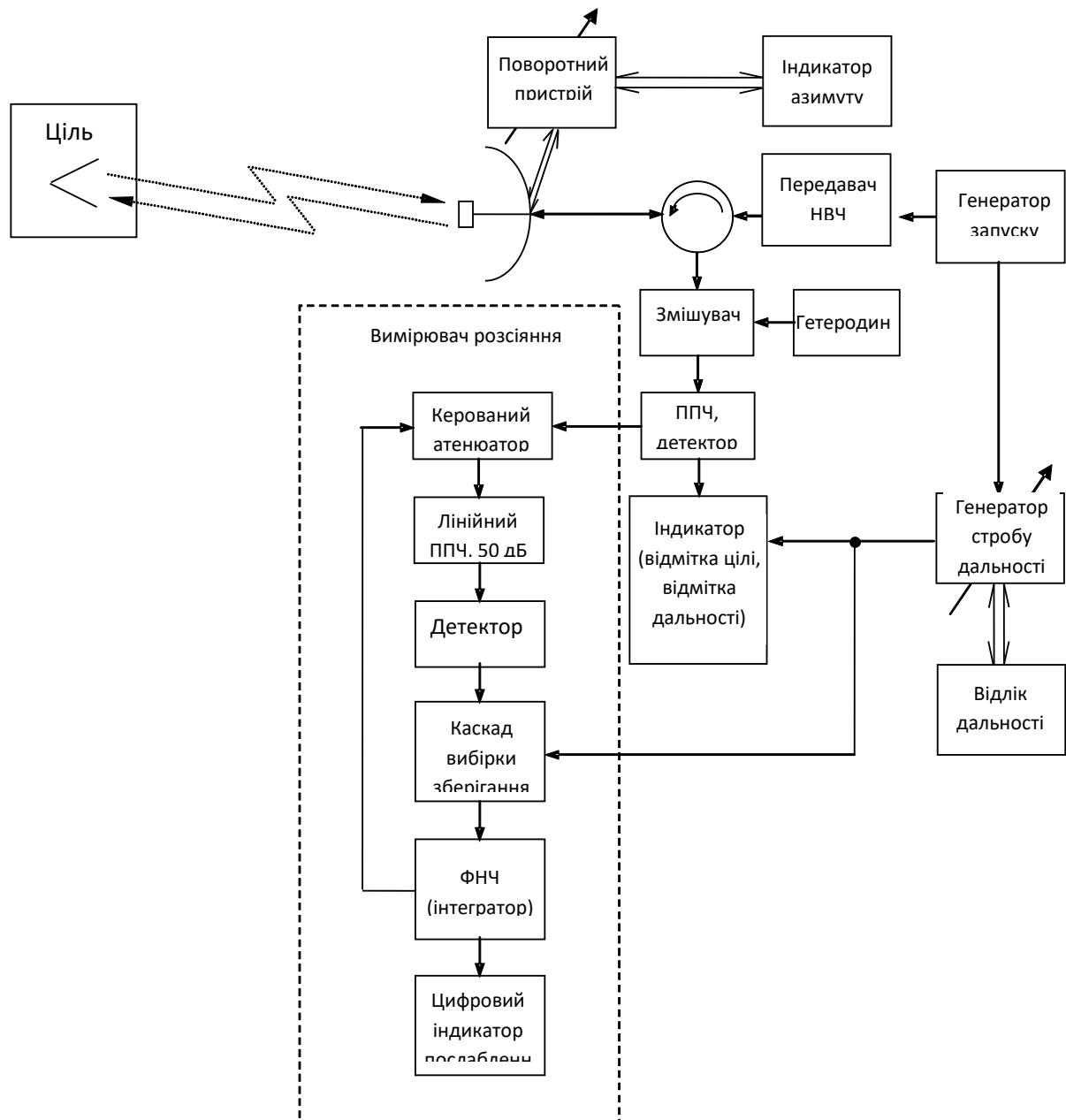


Рис. 1.1 Блок-схема РВПР на базі РЛС 1РЛ129

Таблиця 1.1

Основні технічні параметри РВРР

Параметр	Значення	Примітка
Робоча частота (довжина хвилі)	9,640 ГГц (3,11 см)	
Тип роботи	імпульсний	
Тривалість імпульсу	0,25 мкс	за рівнем 0,5
Потужність випромінюваного сигналу	100 Вт	в імпульсі
Тип антени	парабола, Ø30 см	однодзеркальна з осьовим опромінювачем
Ширина діаграми спрямованості антени	5,5°	по азимуті, куту місця
Рівень бічних пелюстків антени	-17 дБ	не гірше
Поляризація	горизонтальна	
Розмір елемента розрізnenня за дальностю	37,5 м	відповідає тривалості імпульсу за рівнем 0,5
Розмір елемента розрізnenня за азимутом: - на дальності 100 м - на дальності 500 м	10 м 50 м	відповідає ширині ДСА за рівнем -3 дБ
Рівень власних шумів приймача	-117 дБ/Вт	при співвідношенні сигнал/шум = 1
Проміжна частота приймача	60 МГц	

Продовження таблиці 1.1

Динамічний діапазон сигналів, вимірюваних по індикатору ослаблення	-70 ÷ -115 дБ/Вт	
Точність виміру ослаблення	± 1 дБ	при відсутності флюктуацій тла
Періодичність відновлення вихідних показань	1 с	
Дальність дії	до 1500 м	визначається відбиваючою здатністю цілі
Параметри джерела живлення	12 В, 2,5 А постійного струму	акумуляторна батарея
Вага (3 блоки)	30 кг	з урахуванням батареї живлення
Час підготовки до вимірювань	15 хв.	з урахуванням зборки і юстировки РЛС на обраній позиції

Робота РЛС 1РЛ129 заснована на принципах дії імпульсних РЛС. У ході функціонування РЛС здійснюється:

- генерація надвисокочастотних імпульсних сигналів та їх випромінювання в заданому напрямку, обумовленому просторовою орієнтацією діаграми спрямованості приймально-передавальної антени;
- прийом і обробка прийнятих відбитих сигналів;
- індикація прийнятих сигналів на екрані електронно-променевого індикатора у вигляді відміток цілі в режимі дальність/амплітуда (індикатор типу А);

- генерація мітки дальності та її індикація на екрані ЕПІ;
- вимір дальності шляхом сполучення мітки дальності з відміткою від цілі на екрані ЕПІ й відлік дальності по механічній шкалі дальності;
- автоматичне/ручне керування ОПП (положенням антени в складі приймально-передавального модуля) і зміна тим самим просторової орієнтації діаграми спрямованості антени (ДСА); відлік азимутального положення ДСА по шкалі азимута;
- контроль азимутальної орієнтації ДСА й наведення на ціль за допомогою оптичного візира, розміщеного на антені РЛС.

Вимірник розсіювання (ВР) є додатковим знімним блоком, що призначений для виміру відносних рівнів сигналів проміжної частоти 60 МГц, присутніх на виході тракту проміжної частоти РЛС, і відліку показень по шкалі убудованого індикатора. Вимірник ослаблення розміщується на тильній стороні НВЧ блоку РЛС і живиться від ланцюгів живлення РЛС.

З НВЧ блоком РЛС вимірник ослаблення зв'язується за допомогою двох додаткових роз'ємних з'єднань:

- коаксіального кабелю для подачі сигналу проміжної частоти з виходу підсилювача проміжної частоти (ППЧ) РЛС;
- низькочастотного багатожильного кабелю для подачі напруги живлення й керуючих сигналів.

Відлік рівнів вимірюваних сигналів проводиться по табло вбудованого знакосинтезуючого індикатора, градуйованого в одиницях децибелів.

В основі роботи ВР полягає принцип автоматичного керування коефіцієнтом передачі високочастотного лінійного підсилювача, що обладнаний вхідним електрично керованим лінійним прецизійним атенюатором, і виміру ослаблення цього атенюатора в процесі роботи. Як вимірювальний підсилювач використаний підсилювач AD603 фірми Analog Device, що обладнаний динамічним діапазоном 40 дБ на один підсилювач, низьким рівнем внесених

власних шумів і високою точністю керування коефіцієнтом передачі електронного атенюатора (не гірше $\pm 0,5$ дБ). У ВР застосовані два таких підсилювачі, що включені послідовно.

Методика вимірювань відносних рівнів відбитих сигналів цілей за допомогою радіолокаційного вимірювача складається з наступних етапів:

а) Розгортання на місцевості (РЛС із вимірювачем розсіювання розгортається на місцевості, на деякій відстані від вимірюваного об'єкта, що відповідає діапазону відстаней РВРР і умові дальньої зони антени);

б) калібрування вимірювача розсіювання здійснюється за допомогою об'єктів з відомою здатністю відбивати (еталонів відбиття). У якості таких об'єктів можуть використовуватися кутові відбивачі з різною площею (ефективною ЕПР), еталонні сферичні відбивачі й т.д.;

в) проведення вимірювань (у ході вимірювань проводиться наведення РЛС на вимірюваний об'єкт по азимуту, куту місця й дальності й здійснюється відлік відносного рівня відбитого сигналу по індикатору вимірювача розсіювання);

г) розрахунок рівнів відбиття об'єктів (визначення рівнів відбиття об'єктів в одиницях ЕПР, або у відносних рівнях сигналів здійснюється на заключному етапі вимірювань шляхом прив'язки вимірюваних значень до рівнів відбиттів для каліброваних об'єктів з відомою ЕПР);

Однак застосування РЛС для визначення ЕПР не завжди є можливим. У таких випадках, як альтернатива РЛС можуть використовуватися спеціальні вимірювальні прилади. Прикладом може служити комплект малогабаритних вимірювачів коефіцієнтів відбиття (МВКВ) (рис. 1.2) для вимірювання коефіцієнтів відбиття, в більшій зоні, розроблений на кафедрі теоретичної радіофізики Харківського національного університету ім. В. Н. Каразіна [12]. Спрощена блок-схема МВКВ наведена на рисунку 1.3. Характеристики елементів, що входять у МВКВ, представлені в таблиці 1.2.

Наземний спосіб виміру характеристик відбитого поля із застосуванням МВКВ може бути реалізований у безпосередній близькості від об'єкта, тому що МВКВ мають значно меншу апертуру, ніж РЛС і, отже, меншу відстань, що відповідає умові дальньої зони. Вимірювання коефіцієнтів відбиття проводяться в польових умовах від ділянок поверхні, виявленіх у результаті декомпозиції об'єкта або зразка техніки [13].

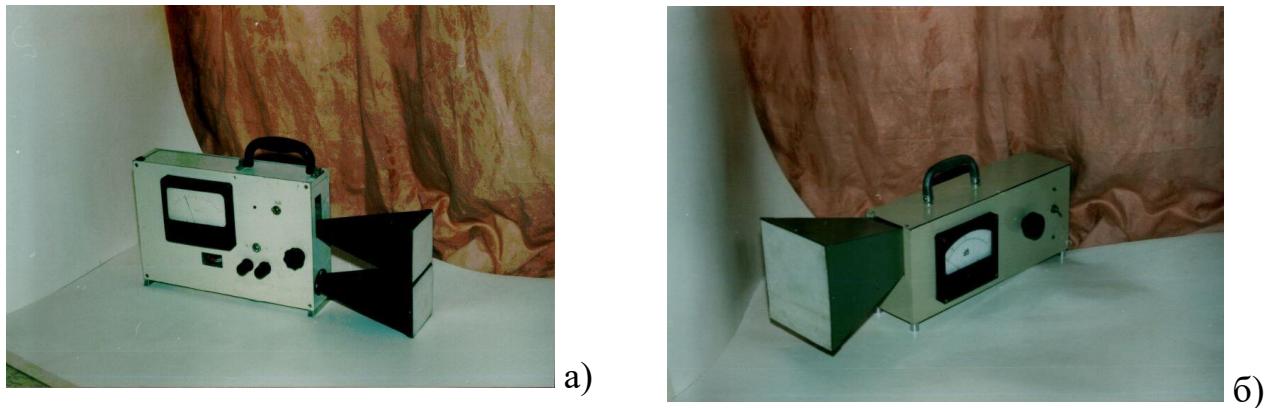


Рис. 1.2 Прилади МВКВ а) 3-см і б) 8-мм діапазону

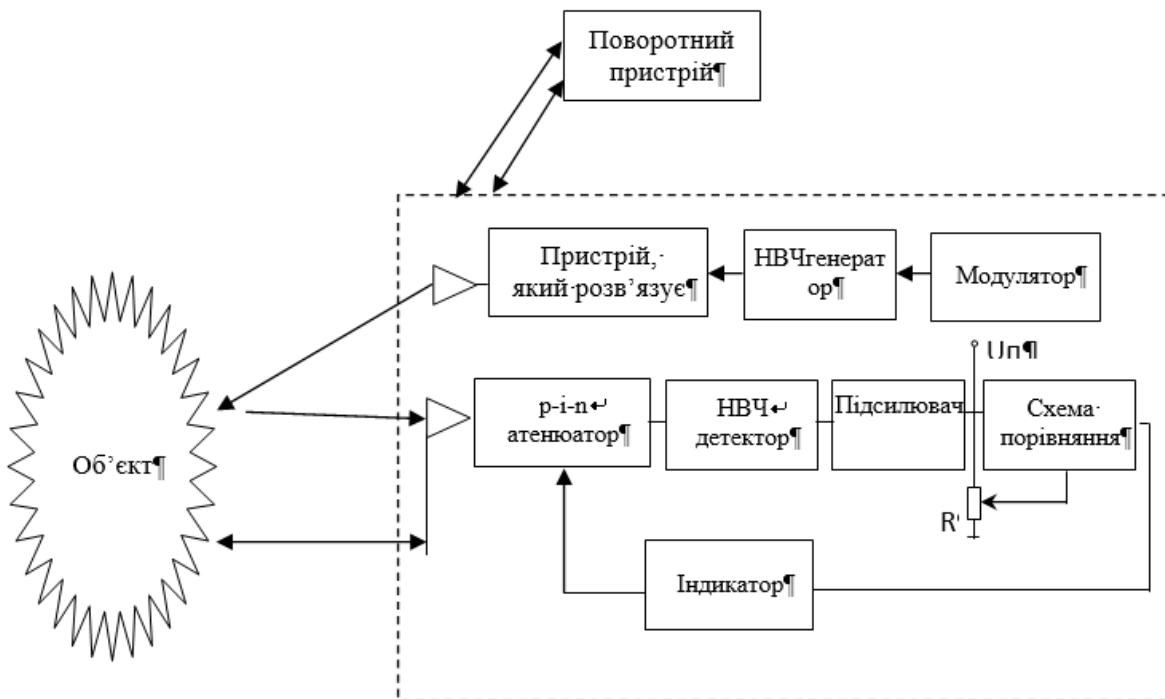


Рис. 1.3 Блок-схема малогабаритного вимірювача коефіцієнта відбиття (МВКВ)

Характеристики елементів, що входять у МВКВ

Параметр	Значення	Примітка
Діапазон хвиль	3,2 см; 8 мм; 4 мм	окремі прилади
Діапазон вимірювання коефіцієнта відбиття	0 ÷ -40 дБ	погрішність 5 %
Робоча дистанція	0,5 ÷ 2 м	
Потужність генератора	~20 мВт	генератор Ганна
Напруга живлення	+12 В ± 5%	автономне живлення
Споживана потужність	≤ 10 Вт	
Вага	≤ 4 кг	

Принцип роботи вимірювача коефіцієнта відбиття базується на автоматичному керуванні загасанням НВЧ сигналу, випромінюваного передавачем, за допомогою НВЧ атенюатора й вимірювання величини ослаблення цього атенюатора в процесі роботи [14].

В основу методу вимірювання характеристик радіолокаційного відбиття об'єктів покладено той факт, що повне поле, що відбите від об'єкта складної форми представляє суму полів, відбитих від локальних ділянок (без урахування взаємодії). Коефіцієнт відбиття кожного з них можна виміряти за допомогою МВКВ. Виміри проводяться на ділянках поверхні об'єкта, отриманих шляхом його декомпозиції на складові частини, величина яких обирається рівною за розміром плями, що опромінюються, за рівнем 0,5 для заданої відстані. МВКВ розташовується на відстані від центрів ділянок таким чином, щоб його оптична вісь проходила через ці центри, і за його допомогою визначаються амплітуди відбитих хвиль від ділянок об'єкта. Для кожного наступного виміру МВКВ переміщується на певну величину.

Середня ЕПР всього об'єкту \bar{S}_{ob} приблизно дорівнює сумі середніх ЕПР локальних ділянок (\bar{S}_i) для випадку, коли фази відбитих полів взаємно незалежні й випадкові [13]:

$$\bar{S}_{ob} = \sum_{i=1}^N \bar{S}_i , \quad (1.1)$$

де N – кількість ділянок розбиття.

ЕПР локальних ділянок об'єкта визначається за допомогою еталона і розраховується за формулою [13]:

$$\bar{S}_i = \frac{P_{ob}}{P_{em}} \bar{S}_{em} = K_{i ob} \bar{S}_{em}, \quad (1.2)$$

де P_{ob} і P_{em} – потужності відбитих сигналів від ділянки об'єкту і еталону, відповідно;

$K_{i ob} = P_{ob}/P_{em}$ – значення коефіцієнту відбиття від ділянки об'єкту по потужності. У якості еталону розглядається плоский металічний екран з $K_{em} = 1$.

Методика виміру характеристик радіолокаційного відбиття об'єкта за допомогою МВКВ складається з наступних етапів [13]:

- а) калібрування МВКВ по плоскому металевому екрану, розташованому на відстані від МВКВ, що дорівнює відстані від об'єкта до МВКВ під час вимірювань;
- б) визначення розмірів ділянки розбивки;
- в) розбивка об'єкта на композиційні ділянки (рис. 1.4);
- г) визначення коефіцієнтів відбиття кожної з ділянок для заданого напрямку за допомогою МВКВ;
- д) розрахунок ЕПР еталону;

е) обчислення середньої моностатичної ЕПР об'єкта для заданого напрямку спостереження.

Результати вимірювань радіолокаційних характеристик зразків техніки, проведених у польових умовах, підтвердили ефективність декомпозиційного способу визначення інтенсивно відбиваючих фрагментів, із застосуванням МВКВ як для 8-мм, так і для 3-см діапазонів, однак слід зазначити, що така методика визначення ЕПР не враховує фазових набігів полів на різних фрагментах об'єкту і загальна ЕПР оцінюється як сума ЕПР від окремих ділянок поверхні об'єкта. Така оцінка близька до усередненої ЕПР (у певному кутовому, або частотному діапазонах). По термінології, введений у [15], це – некогерентна ЕПР.

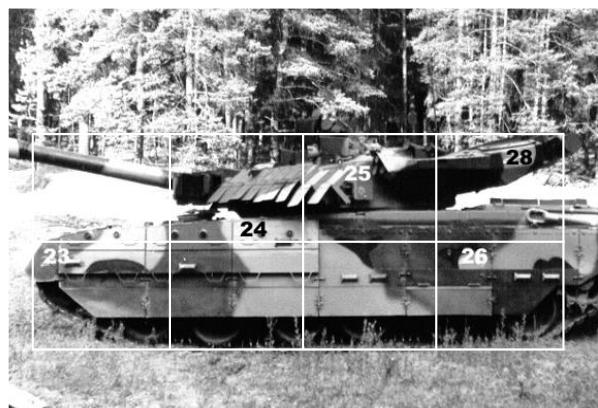


Рис. 1.4 Схема декомпозиції об'єкта

1.1.2 Вимір параметрів полів, що розсіяні макетами реальних об'єктів у безлунних камерах

Методи фізичного моделювання характеристик розсіювання різних радіолокаційних цілей підрозділяють на методи непрямого моделювання й пряме моделювання, засноване на умовах електродинамічної подоби [16-18]. Найпростішим з непрямих методів моделювання є метод з використанням хвиль

у плоскій водяній ванні. Даний метод дозволяє візуально спостерігати картину поля навколо тіла, що розсіює, але за його допомогою практично неможливо одержати кількісні оцінки характеристик розсіювання досліджуваної цілі.

Іншим непрямим методом, що, на відміну від попереднього, дозволяє одержати не тільки якісну картину розсіювання радіохвиль, але й наближені кількісні результати, є моделювання з використанням ультразвукових полігонів. Однак і тут, незважаючи на те, що лабораторна техніка й методика створення й прийому звукових хвиль добре відпрацьовані, експериментатора підстерігає низька труднощів. По-перше, звукові хвилі є хвильами з поздовжніми коливаннями. Отже, спостережувані явища розсіювання збігаються з розсіюванням радіохвиль тільки в деякому наближенні. По-друге, при виготовленні моделей виникають великі труднощі в підборі матеріалу для забезпечення необхідних граничних умов на їхній поверхні. Відомо, що металеві тіла практично цілком відбивають радіохвилі, енергія усередину тіл не проникає (скін-ефект) [19]. Створити такі умови на звукових хвильах неможливо через відсутність речовин, у яких не поширюється ультразвук. Тому, для імітації випадку розсіювання радіохвиль металевим тілом на ультразвуковому полігоні у ванну поміщають макет, виконаний з дуже тонкою оболонкою з металу або іншого матеріалу й наповненого повітрям, тому що ультразвук швидше всього загасає в газах.

Ще одним видом непрямого фізичного моделювання є моделювання за допомогою світлових хвиль. Так, наприклад, світлові хвилі з успіхом застосовуються для знаходження “бліскучих ділянок”, тобто місць максимального відбиття радіохвиль. За допомогою світлових хвиль можливо також виміряти середні значення ЕПР цілі, але при цьому не можна одержати її пелюсткову діаграму розсіювання. Крім цього, виникають великі труднощі при виготовленні моделей.

Закінчуючи короткий аналіз непрямих методів фізичного моделювання характеристик розсіювання різних тіл, відзначимо їхній загальний недолік. З їхньою допомогою неможливо досліджувати поляризаційні ефекти, що виникають на тілах складної форми при розсіюванні радіохвиль.

У теперішній час найбільше поширення серед методів фізичного моделювання одержали методи, засновані на прямій електродинамічній подобі. При цьому виміри виконують або в польових умовах, або в безлунних камерах (БЛК) [20-23]- спеціальних радіолокаційних полігонах. У першому випадку практично не вирішується завдання усунення відбиттів, від землі й місцевих предметів що, заважають. Тому основні вимірювання характеристик розсіювання, що потребують високої точності, прагнуть провести в БЛК НВЧ. Під БЛК зазвичай розуміють приміщення, облицьоване зсередини РПМ з метою зменшення відбиття від стін і забезпечення в деякому об'ємі камери - безлунній зоні, заданого малого рівня відбиттів, тобто умов, що наближаються по своїм параметрам до “вільного простору” [24]. Широкому застосуванню БЛК сприяє їх екранування, що забезпечує перешкодозахищеність і високу радіосумісність, що дозволяє спростити проведення вимірювань, а також використання масштабних макетів, які менше й дешевше реальних об'єктів дослідження. При вимірюванні характеристик розсіювання методами, що базуються на прямій електродинамічній подобі, встановлюється залежність між параметрами процесів, що протікають при розсіюванні на реальних цілях, і вибираються співвідношення масштабування, при яких такі процеси будуть подібні [25].

Відомо [18], що використовуючи просторовий коефіцієнт масштабування N_m , що дорівнює відношенню довжини L в реальній системі (на реальній цілі, об'єкті) до довжини відповідного відрізка L_m на моделі, можна моделювати більшість процесів, що відбуваються при розсіюванні радіохвиль. При цьому повинні виконуватися наступні співвідношення [18]:

$$N_m = \frac{L}{L_m} = \frac{\lambda}{\lambda_m} = \frac{f_m}{f} = \frac{S_{kl}}{(S_{kl})_m} = \frac{\sqrt{\sigma_u}}{\sqrt{\sigma_m}}, \quad (1.3)$$

де

$\lambda, \lambda_m, f, f_m, \sigma_u, \sigma_m$ – робочі довжини хвиль, робочі частоти, вимірювані ЕПР цілей при опроміненні реальної цілі і її макета, відповідно;

$S_{kl}, (S_{kl})_m$ – ($k = 1, 2; l = 1, 2$) - елементи поляризаційної матриці розсіювання об'єкта.

Крім цього, точне масштабне моделювання вимагає також, щоб електропровідність макета дорівнювала електропровідності реальної цілі, помноженої на N_m - просторовий коефіцієнт масштабування, а діелектрична й магнітна проникності цілі й середовища, у якій проводять виміри, дорівнювали відповідним величинам на робочій частоті. Правда, враховуючи, що середовищем і при натурних і при модельних вимірах є повітря, а також те, що більшість вимірюваних об'єктів виконані з металу з великою провідністю, відхилення від цих умов зазвичай не проявляється, досить забезпечити високу електропровідність макета [26].

У багатьох випадках виміри в БЛК дозволяють істотно скоротити або повністю виключити натуральні випробування, що приводить до значної економії часу й засобів [20].

Існує два основних обмеження, що виникають при вимірі характеристик розсіювання тіл великих електричних розмірів, зумовлених розмірами камери: падаюча хвиля в місці розташування об'єкта повинна бути плоскою; амплітуда відбитої хвилі повинна вимірюватися на досить великому віддаленні від об'єкта, що розсіює.

На практиці дані умови виконуються лише в тій мірі, що забезпечує необхідну точність проведених вимірювань. Достатні умови для виміру діаграм розсіювання різних радіолокаційних об'єктів зазвичай виражают у вигляді

критерію дальньої зони передавальної антени й критерію вибору відстані від об'єкта, що розсіює, до прийомної антени.

Таким чином, для зменшення похибки вимірювань характеристик розсіювання радіолокаційних об'єктів, у випадку сполученого прийому, мінімально допустима відстань R_{\min} між приймально-передавальною антеною й моделлю повинна вибиратися з умови [18, 20]:

$$R_{\min} \geq \frac{mD^2}{\lambda_m}, \quad (1.4)$$

де

m – коефіцієнт, що обирається при розв'язанні завдань прикладного характеру в межах від 1 до 8, залежно від необхідної точності вимірювань. Найбільш часто приймають $m = 2, 5, 7, 9$;

$$D = \max\{l_a, l_m\},$$

l_a – розкрив приймально-передавальної антени,

l_m – максимальний розмір досліджуваного об'єкта в площині, перпендикулярної напрямку зондування;

λ_m – довжина хвилі, на якій опромінюються модель.

Підбиваючи підсумок проведенному аналізу різних методів фізичного моделювання, відзначимо, що найбільш повно оцінити й виміряти характеристики розсіювання різних радіолокаційних об'єктів у діапазоні НВЧ можливо тільки методами, які засновані на прямій електродинамічній подобі. Відзначимо також, що при виконанні вимог, що пред'являються при проведенні даного виду моделювання, в одержуваних результатах враховуються нелінійності тракту проходження сигналу й ефекти перевідбиття сигналу, внесок яких в результати вимірювання практично не можливо оцінити іншими методами.

1.2 Теоретичні методи розрахунку характеристик розсіювання об'єктів складної форми

Основна перевага експериментальних методів у випадку коректно проведених вимірювань полягає у високій варіативності. До їх недоліків можна віднести: необхідність використання реального об'єкта розсіювання або його макета, наявність спеціальних полігонів або безлунних камер, значні фінансові, організаційні та фізичні витрати. Внаслідок перерахованих вище причин застосування експериментальних методів на етапі розробки, як зразків техніки, так і засобів виявлення є досить складним. Тому застосування теоретичних методів розрахунку вторинного випромінювання об'єктів дозволяє оцінювати досить широкий спектр технічних рішень на початковому етапі розробки або вдосконалювати зразки озброєння і військової техніки (ЗВТ). Таким чином, важливим є розвиток теоретичних методів оцінювання радіолокаційної помітності об'єктів складної форми.

Розрахунок характеристик розсіювання об'єктів складної форми за допомогою теоретичних методів складається з:

- створення математичної моделі поверхні досліджуваного об'єкта з урахуванням її нерегулярностей;
- розрахунок компонентів розсіяного електромагнітного поля;
- обчислення характеристик розсіювання (ефективної поверхні розсіювання, діаграми зворотного вторинного випромінювання й т.д.) [27-30].

При розв'язанні задач розсіювання суттєвим є співвідношення довжини хвилі зондувочого сигналу λ й характерного розміру досліджуваного об'єкта L . По цьому співвідношенню звичайно розрізняють три характерні області [1]:

- релеєвська - $L/\lambda \ll 1$;

- резонансна - $L/\lambda \approx 1$;

- квазіоптична (високочастотна) - $L/\lambda \gg 1$ (електромагнітні параметри середовища ϵ і μ міняються незначно на відстанях порядку λ).

Проведений автором вище огляд методів вимірювання радіолокаційних характеристик наземних об'єктів і систем радіолокаційного наведення дозволяє стверджувати, що зазначені методи використовують зондувальні сигнали сантиметрового й міліметрового діапазонів довжин хвиль. Тому, враховуючи співвідношення довжини хвилі зондувального сигналу й геометричні розміри ЗВТ, доцільно розглядати методи розрахунку характеристик розсіювання саме для квазіоптичної області. Насамперед, розрізняють методи точного й наближеного рішення.

1.2.1 Методи точного рішення

До методів точного рішення дифракційних завдань відносять: метод власних функцій і метод інтегральних рівнянь [31-38]. Основні труднощі застосування методу власних функцій полягають в обмеженні, що накладається на форму розсіювача, і у випадку об'єктів складної форми - практично не можна реалізувати. Його область застосування обмежується розсіювачами простої форми (куля, еліпсоїд і т.д.), поверхня яких являє собою сукупність ділянок координатних поверхонь. Застосування методу інтегральних рівнянь для розрахунку вторинного випромінювання об'єктів, геометричні розміри яких багато більше довжини хвилі зондувального сигналу, потребує занадто багато часу та комп'ютерних ресурсів [39]. Внаслідок перерахованих причин наведені точні методи розрахунку розсіювання на об'єктах складної форми у квазіоптичній області не знайшли широкого застосування.

1.2.2 Методи наближеного рішення

До найпоширеніших наближених методів у квазіоптичній області можна віднести наступні: методи фізичної оптики [40-43] та геометричної оптики, фізична теорія дифракції, геометрична теорія дифракції [44], гібридні методи [45, 46].

Наближені квазіоптичні методи можна розділити на дві групи: методи що використовують асимптотичне наближення точних рішень [47] і евристичні методи, що побудовані із залученням різних фізичних ідей. У свою чергу, серед евристичних методів варто виділити променеві й хвильові.

До променевих належать методи геометричної оптики й геометричної теорії дифракції, які дозволяють поширити геометрооптичний підхід на дифракційні задачі. До хвильових методів належить фізична оптика й фізична теорія дифракції.

В основі методу геометричної оптики (ГО) полягає припущення про те, що розсіювання електромагнітних хвиль відбувається за законами променевої оптики, тобто падаючий і відбитий промені лежать в одній площині й локальні кути падіння й відбиття рівні. Це еквівалентно припущенню, що відбиття відожної точки поверхні розсіювача відбувається таким чином, як якби ця крапка була розташована на нескінченій площині, дотичній до поверхні розсіювача. Якщо на поверхні розсіювача відсутня дзеркальна крапка, що відповідає даному напрямку, то відповідно до геометричної оптики, розсіяне в цьому напрямку поле дорівнює нулю. Подібні міркування можна застосувати і до розсіювачів з багаторазовими відбиттями. У цьому випадку для кожного променю необхідно простежити всі відбиття, щоб з'ясувати, чи дає він внесок у розсіювання в заданому напрямку. Особливо це актуально при розрахунку розсіювання на діелектричних об'єктах, тому що при цьому врахування багаторазових відбиттів стає дуже трудомістким.

Метод геометричної оптики може бути застосований в умовах, коли:

- розміри розсіювача досить великі в порівнянні з довжиною хвилі;
- поверхня розсіювача “гладка”, тобто не містить крайових ділянок;
- електромагнітні параметри середовища ϵ і μ практично не змінюються на відстані порядку довжини хвилі;
- розсіювач розглядається на досить великій відстані, яку можна вважати дальнією зоною.

Під терміном “гладка” звичайно розуміють поверхню, мінімальний радіус кривизни якої ρ_{min} досить великий у порівнянні з довжиною хвилі зондуваного сигналу λ . У роботі [48] Бекман приводить наступну нерівність, що характеризує область застосування геометричної оптики

$$\sqrt{\lambda} \ll \sqrt{\rho_{min}}, \quad (1.5)$$

а Менцер у роботі [49] вважає, що метод променевої оптики дає цілком задовільні результати, якщо розміри розсіювача й радіуси кривизни, принаймні, удвічі більше довжини хвилі. Питання про те, яким великим повинен бути радіус кривизни, розглядалося багатьма дослідниками, але ще не отримано досить загального й цілком певного критерію.

Один з розповсюджених методів наближеного розрахунку вторинного випромінювання об'єктів є метод фізичної оптики, що має той же асимптотичний порядок точності, що й метод геометричної оптики, однак область його застосування суттєво ширше. Нерівність, що характеризує область застосування методу, наведена в роботі [45]. Так, наближення фізичної оптики припустимі при виконанні умови

$$\lambda^2 \langle \rho_{min}^2 \rangle \quad (1.6)$$

Суть методу складається у відшуканні наведеного поверхневого струму, по якому потім розраховуються параметри розсіяного електромагнітного поля. Поверхневий струм в “точці” на поверхні розсіювача обчислюють як струм на нескінченій ідеально провідній площині, побудованій дотичним чином до розсіювача в розглянутій “точці” (наближення Кирхгофа):

$$\vec{J} = \begin{cases} 2\vec{n} \times \vec{H}^{\pi}, & \text{в області, що освітлена} \\ 0, & \text{в області тіні} \end{cases} \quad (1.7)$$

де

\vec{J} – густина поверхневого струму;

\vec{H}^{π} – напруженість магнітного поля хвилі, що падає;

\vec{n} – орт нормалі до поверхні у точці, що розглядається.

При використанні наближення фізичної оптики вважають, що поверхневий струм на тіньових ділянках поверхні об'єкта, що розглядається, дорівнює нулю. Крім того, фізична оптика не враховує взаємний вплив поверхневих струмів \vec{J} між елементами поверхні. Для напрямків, де основний внесок у розсіяне поле вносять краєві ефекти, метод фізичної оптики дає невірний результат.

Уточненням методу фізичної оптики [45] є модифікований метод фізичної оптики, для якого струм на освітленій поверхні обчислюється у звичайному для фізичної оптики виді, а струм на затіненій частині поверхні розраховується за допомогою інтегрального рівняння:

$$\vec{J} = \begin{cases} 2\vec{n} \times \vec{H} \\ 2\vec{n} \times \vec{H} + \frac{1}{2\pi} \vec{n} \times \left[\int_{S_T} \vec{J} \times grad' \varphi ds' + \int_{S_O} (2\vec{n} \times \vec{H}) \times grad' \varphi ds' \right] \end{cases} \quad (1.8)$$

де

$$\Phi = \frac{e^{-ik|\vec{x} - \vec{x}'|}}{|\vec{x} - \vec{x}'|};$$

\vec{x}' – радіус-вектор точки інтегрування;

\vec{x} – радіус-вектор крапки спостерігання;

\vec{n} – орт нормалі до поверхні;

\vec{H} – вектор напруженості магнітного поля;

S_O, S_T – освітлена та тіньова частини поверхні, відповідно.

Слід зазначити, що для тіл великих геометричних розмірів уточнення струму в області “тіні” можна проводити не по всій тіньовій поверхні, а лише в деякій околиці термінатора. Ширина області півтіні приблизно дорівнює величині d [45]:

$$d = \left(\frac{2R_i^2}{k} \right)^{\frac{1}{3}}, \quad (1.9)$$

де

R_i – локальний радіус кривизни;

k – хвильове число.

Узагальнені розрахункові співвідношення методу фізичної оптики для випадку розсіювання довільно падаючої електромагнітної хвилі на вигнутій поверхні були отримані В.А.Фоком [50].

Метод фізичної оптики в порівнянні з методом геометричної оптики забезпечує в більшості випадків значно більший ступінь точності результатів, оскільки він дозволяє враховувати фазові співвідношення [49].

Роботи Келлера [51] і Уфімцева [52] розширили область застосування геометричної та фізичної оптики та дозволили врахувати країові ефекти та вплив термінатора.

Основою теорії Келлера є поняття дифрагованих променів, за допомогою яких будється геометрична теорія дифракції. Всі промені, які не можна розглядати як падаючі, відбиті або заломлені у змісті звичайної геометричної оптики, носять назву дифрагованих променів. До них можна віднести розсіювання на ребрах, отворах, щілинах і таке ін. Якщо геометрія дифрагованих променів відома, то залишається знайти величину внесок, кожної складової в повне поле. Основним способом знаходження величини поля є зіставлення досліджуваного випадку з підходящим більш простим. Наприклад, для розрахунку параметрів вторинного випромінювання зламу поверхні розглядають розсіювання на клині відповідних розмірів.

Проведений аналіз свідчить про те, що розглянуті класичні методи короткохвильової дифракції не можуть бути використані для розрахунку характеристик розсіювання сучасного наземного озброєння й військової техніки в їхній загальній постановці. Це пояснюється тим, що вони не передбачають наявність радіопоглинаючих покриттів зі складними електродинамічними властивостями у сполученні з перевидбиттями від земної поверхні.

Актуальним у теперішній час є зниження радіолокаційної помітності ЗВТ, для чого потрібно враховувати перевідбиття від земної поверхні та розсіяння на самій земній поверхні.

Для типових радіолокаційних цілей у моностатичному випадку ЕПР є складною непередбачуваною функцією кутів падіння $\sigma = \sigma(\theta, \phi)$ [53]. Ця залежність має назву діаграма зворотного розсіяння (ДЗР). У реальних обставинах радар може бачити об'єкт під різними, непередбачуваними кутами, отже ЕПР об'єкта є випадковою змінною [53]. Таким чином, для оцінки радіолокаційної помітності об'єкта має сенс використання статистичних методів обробки ЕПР [55].

Крім того, треба побудувати адекватну 3D модель об'єкта складної форми та провести числове моделювання методом декомпозиції його вторинного

випромінювання. Отримані результати можна застосовувати для виявлення ділянок найбільш сильного відбиття та для верифікації експериментальних вимірювальних ефективності поверхні розсіяння (ЕПР). У подальшому для зниження ЕПР об'єкту треба застосовувати радіопоглинаючий матеріал на цих ділянках.

У дисертаційній роботі аналізується також питання зниження «контрасту» наземного об'єкту складної форми. Розроблено «камуфляжне» покриття об'єкту, яке дає таку ж ЕПР об'єкту (з урахуванням перевідбиття земною поверхнею) як і ділянка підстильної поверхні, що затінена об'єктом для різних азимутальних діапазонів і типів підстильної поверхні.

Висновки по 1 розділу

1. Проведено аналіз існуючих експериментальних та теоретичних методів оцінки вторинного випромінювання об'єктів складної форми.
2. Підкреслено необхідність статистичних досліджень
3. Сформульовано необхідність як експериментального дослідження (на основі метода декомпозиції), так і проведення теоретичних розрахунків для об'єктів складної форми. Необхідність таких оцінок витікає з можливості виділити ділянки найбільш сильного відбиття і подальшого застосування радіопоглинаючих матеріалів на цих ділянках для зниження радіолокаційної помітності об'єктів складної форми.
4. Запропоновано камуфляжне покриття об'єкту, що приводить до зниження помітності об'єкту в радіолокаційному діапазоні хвиль на фоні підстильної поверхні для різних напрямків зондування і різних типів підстильної поверхні (з різним рівнем шорсткості).

РОЗДІЛ 2

Методика для розрахунку характеристик радіолокаційної помітності складних об'єктів розташованих на різних типах підстильної поверхні

Одним з головних параметрів, що характеризують радіолокаційну ціль, є ефективна поверхня розсіяння.

Ефективна поверхня розсіювання характеризує здатність об'єкту перетворювати падаючу електромагнітну хвиллю у розсіяну хвиллю певної поляризації.

ЕПР цілі – це площа головного перетину такого ізотропного розсіювача (наприклад кулі), котрий, у разі розміщення на тому самому місці, що і ціль, дає в точці прийому таку ж густину потоку потужності, що і ціль.

$$P_r = 4\pi R_0^2 \Pi_r \quad (2.1)$$

Де:

R - відстань від РЛС до цілі

Π_r - щільність потоку потужності відбитої від цілі хвилі даної поляризації в точці розташування РЛС.

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 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 та ін..) ми отримуємо залежність ефективної поверхні розсіювання (ЕПР) об'єкта від кута.

Попередній контроль ЕПР корисний для задач аeronавтики та охоронної індустрії. Для багатьох галузей (наприклад військової) необхідні методи щодо зниження радіолокаційної помітності. Для цієї мети можуть застосовуватися радіопоглинаючі матеріали [56] чи деякі зміни конструкції об'єкту [57]. Таким чином, попередня оцінка ЕПР може зберегти як час, так і ресурси. Одним із методів прогнозування ЕПР є експериментальне вимірювання. Однак недоліком експериментального моделювання є необхідність задовольнити умові випромінювання плоских хвиль – об'єкт повинен розташовуватися на, так званій, відстані дальньої зони від випромінюючих й приймальних систем [58]. Для розв'язання цього завдання часто використовують методи, що засновані на прогнозуванні ЕПР в дальній зоні на основі вимірювань у близькій зоні [58]. Проте, це не виключає ні технічної складності таких вимірювань, ні їх високої вартості.

Аналітичні методи розрахунку не підходять для розрахунку ЕПР об'єктів зі складною формою, і для таких цілей необхідно використовувати числові методи. Наприклад метод фасетів [59,60] передбачає розбиття поверхні об'єктів плоскими трикутниками – фасетами. Внесок кожного фасета в загальний відбитий сигнал розраховується в наближенні фізичної і геометричної оптики. Однак цей метод вимагає великих витрат обчислювальної потужності, і є складним навіть для сучасних суперкомп'ютерів.

Одним з найбільш ефективних методів розрахунку ЕПР є метод PO-SBR (Physical Optics Shooting and Bouncing Rays) [61-67], який дозволяє розв'язати цю задачу в наближенні фізичної і геометричної оптики. Для того щоб обчислити ЕПР об'єкту на нього посилається пучок променів. Промені 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 [68 - 71] представлено деякі варіанти швидкого розрахунку методом РО-SBR.

По-перше для математичного моделювання необхідно створити трьовимірну модель досліджуваного об'єкта. Однак створення моделі для проведення розрахунків потребує особливого підходу. Зазвичай дизайнери 3d моделі виготовляються або з великою кількістю полігонів, або з картами нормалей. Велика кількість полігонів дає можливість виготовити модель з високим рівнем деталізації, проте ускладнює процес розрахунку та сповільнює роботу розрахункових програм. Карты нормалей навпаки, дають змогу виготовити модель з малою кількістю полігонів, проте більшість маленьких деталей на поверхні об'єкту замінюються на їх зображення, що проециюються на поверхню об'єкту у вигляді зображення. Зрозуміло, що при розрахунку відбиття хвилі від об'єкту такі деталі не впливають на розрахунок, що спотворює вихідні дані.

У той же час конструкторські моделі також мають деякі вади, що заважають розрахунку ЕПР об'єкта. До таких вад можна віднести конструкторську точність моделі. А саме товщину кожної деталі і внутрішні елементи об'єкту (елементи салону, двигун під капотом, тощо). Програми для розрахунку ЕПР проводять симуляцію відбиття хвилі від поверхні об'єкта. При цьому більшість програм не беруть до уваги товщину матеріалу, з якого виготовлена поверхня об'єкта, розглядаючи лише її імпеданс. Також ці програми не моделюють проходження хвилі скрізь зовнішню оболонку моделі. Тому внутрішні деталі об'єкту і товщина зовнішніх стінок не потрібні.

Тож зважаючи на приведені вище вади звичайних 3d моделей, стає очевидно, що для швидкого та точного розрахунку ЕПР об'єкта необхідно створювати модель, що буде вільна від типових для традиційних 3d моделей вад. Процес створення такої моделі викладено у наступному розділі.

2.1 Створення моделі об'єкту складної форми

У цьому розділі надано короткий опис створення тривимірної моделі складного об'єкта для подальшого розрахунку ЕПР. Виконується створення моделі у програмах 3Д моделювання [72, 73].

Першим кроком у створенні будь якої моделі є створення для неї спеціальної оболонки – так званої «студії», яка демонструє вигляд об'єкта у всіх проекціях. Для простих моделей може бути достатньо кількох проекцій, особливо якщо модель симетрична. Якщо модель складна і кожна проекція має особливі елементи, для створення студії потрібні всі шість проекцій. Треба зазначити, що наявність усіх проекцій об'єкту значно полегшує моделювання навіть простих об'єктів. Основними вимогами до малюнків-проекцій є те, що вони повинні мати одинаковий масштаб і одинакову роздільність і містити всі необхідні до моделювання елементи. Студія - це прямокутний паралелепіпед (так звана «коробка», («box», англ.)) на внутрішній поверхні якої розташовано малюнки-проекції об'єкта. Розмір коробки студії дорівнює відповідним розмірам об'єкта, таким чином елементи, зображені на малюнках проекцій, відповідають реальним розмірам елементів об'єкту. Зовнішня прозорість студії є наслідком зміни нормалі коробки з напрямку назовні на напрямок всередину – це визначає лицьовий та зворотний бік поверхні, і вибір у властивості зображення коробки студії прозорого вигляду зі зворотного боку. Опишемо побудову трьовимірної моделі об'єкту для розрахунку ЕПР.

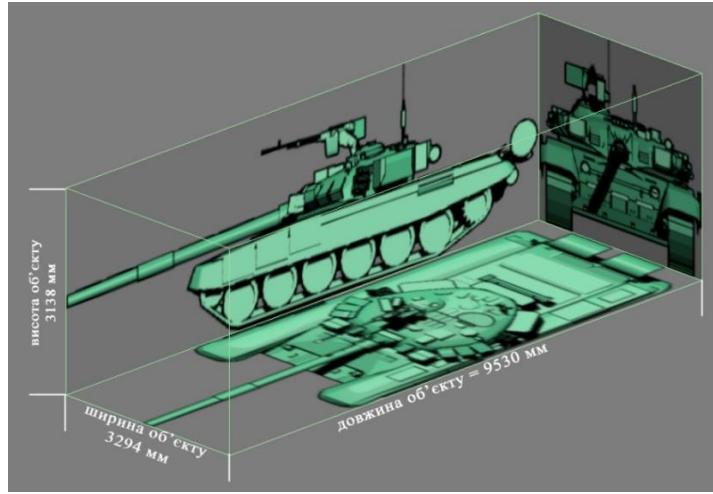


Рис. 2.1 Студія для побудови моделі танка Т-90

Процес побудови моделі описано на прикладі побудови моделі танку Т-90. На Рис. 2.1 надано малюнки-проекції об'єкту і студію для моделювання, відповідно. Хоча ця модель містить дуже багато елементів, ці елементи переважно простої геометричної форми і розташовані симетрично, до того ж ми вважаємо танк цілковито металевим об'єктом, все це значно полегшує моделювання.

Будувати модель почнемо з основи корпусу (Рис. 2.2), використовуючи елемент паралелепіпед (Рис. 2.2 (1-2)), який потім конвертуємо у редактуємі полігони та корегуємо форму відповідно проекціям і нашому розумінню (Рис. 2.2 (3-4)), оскільки у багатьох місцях додаткові елементи закривають форму основи, у таких випадках відсутні додаткові малюнки або креслення окремих деталей. У кількох місцях, де не вистачає ребер для корекції форми, використовуємо інструмент січної площини, розділив один фацет на кілька нових.

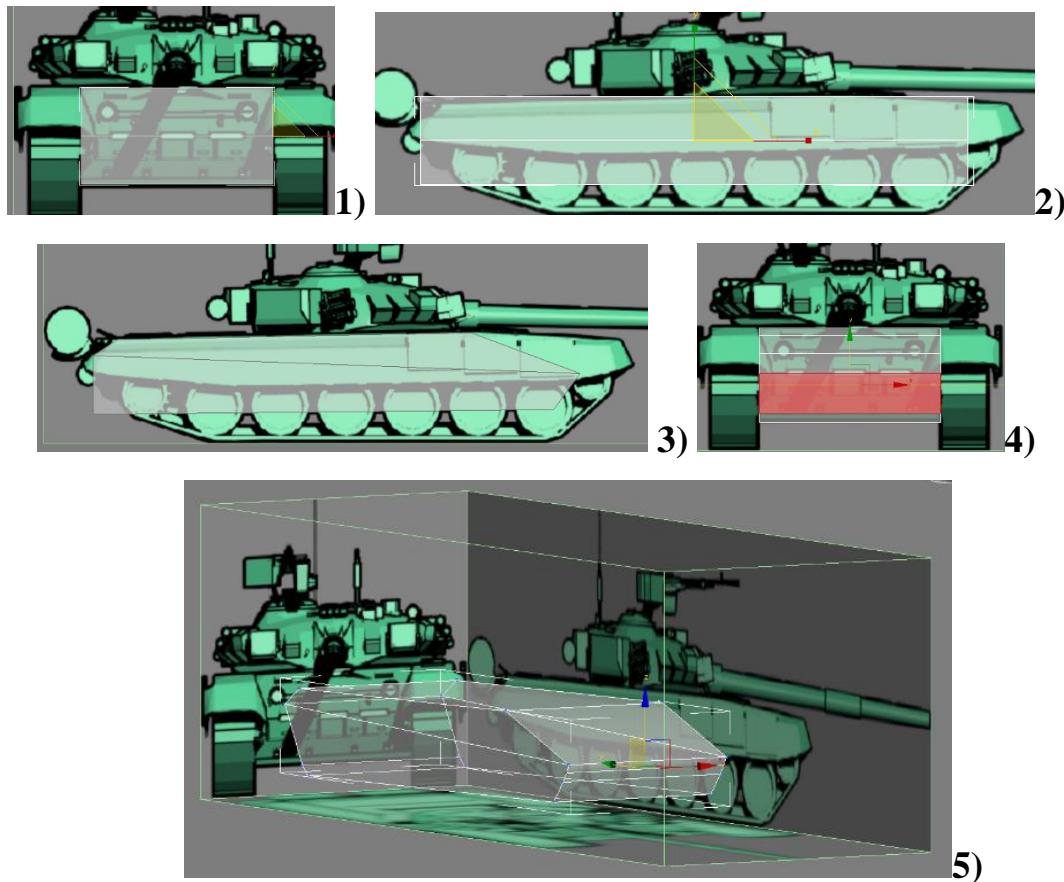


Рис. 2.2 Основа корпусу танка

Під пушкою на проекціях видно кришку люка овальної форми (Рис.2.3), у подальшому буде зручно, якщо під кришкою буде виймка, до того ж на фронтальній проекції видно, що під кришкою є виступ на передній, похилій, частині корпусу, щоб кришка була розташована горизонтально.

У місці розташування люка створюємо циліндр (Рис.2.3 (1)), конвертуємо його у редагувемі полігони і виправляємо форму (Рис.2.3 (4)), опускаємо його вирівнюючи з верхньої поверхнею основи (Рис.2.3 (5)) і компонуємо, віднімаючи з основи те що вийшло з циліндра (Рис.2.3(6)), таким чином ми отримали виймку у корпусі, яку потім будемо використовувати для створення відповідного люка та інших подібних елементів, але результат компонувки це об'єкт і для подальших дій ми перетворюємо його знов у редагувемі полігони.

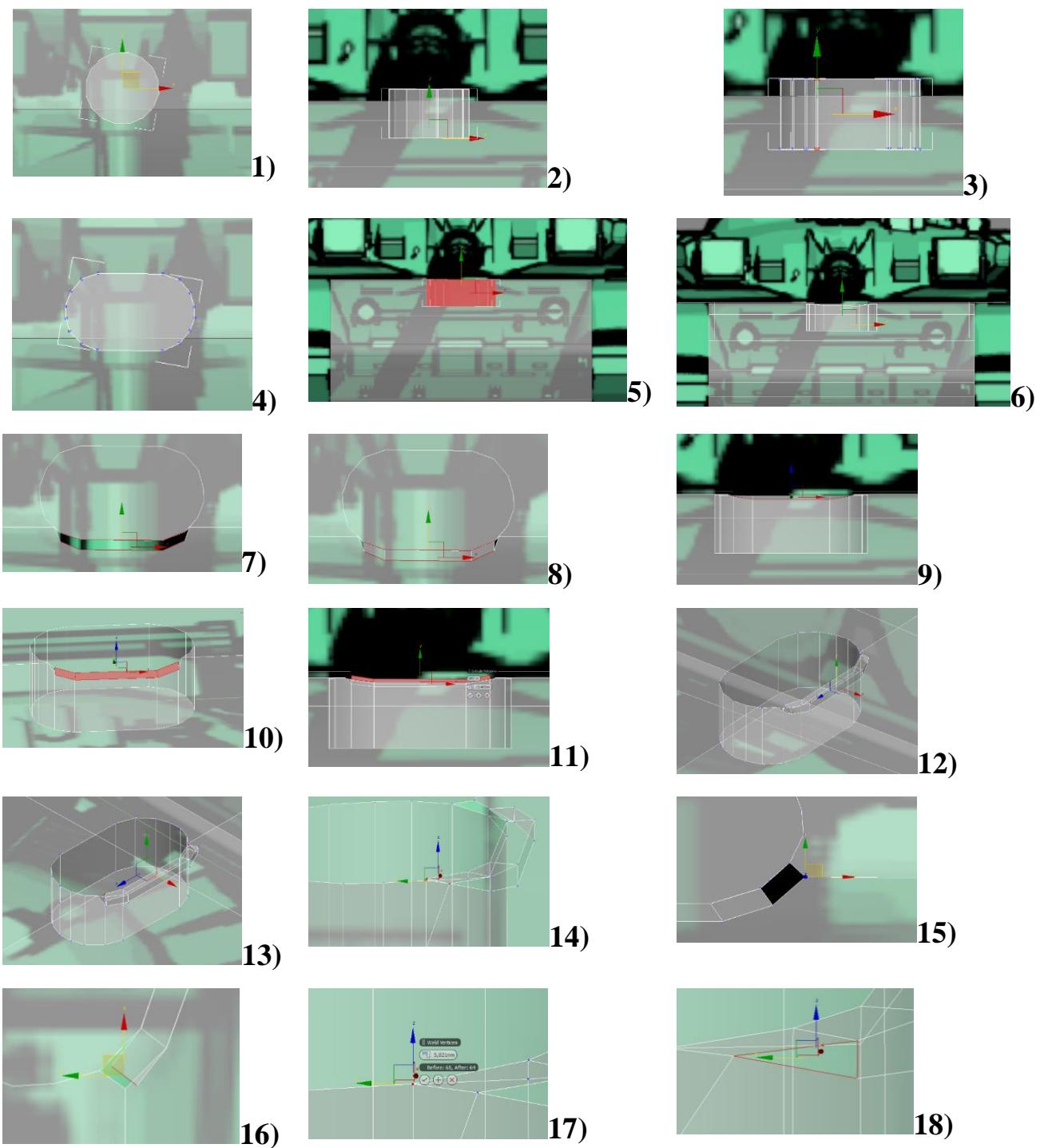


Рис.2.3 Виїмка у корпусі

Завершимо створення корпусу виступом перед виїмкою, для цього виділимо ребра виїмки, що прийшлись на нахилену частину корпусу та роз'єднаємо їх, зробимо за лінією цих ребр розріз (Рис.2.3 (7)). Зсунемо один

край розрізу уперед, виділимо передні ребра, зробимо між ними міст і видавимо цей міст уверх, вирівнюючи з верхньою частиною корпусу (Рис.2.3 (11)). Отриманий виступ має нахилену поверхню, її підправимо піднявши відповідні точки. Роз'єднаємо ще по одному крайньому ребру з обох боків і зсунемо точку поверхні корпусу у горизонтальній площині так, щоб отримати ще одну секцію виступу, видалимо боковий фацет виступу (Рис.2.3 (15)), клонуємо бокове ребро верхнього фацету виступу так, щоб закрити ним отвір за горизонтальною площиною (Рис.2.3 (16)). З'єднаємо точки клонованого ребра і корпусу та заповнимо отвір (Рис.2.3 (18)). Повторимо таке саме з другого боку виступу, піднімемо дно виїмки, вона нам потрібна досить символічна, конвертуємо отриманий корпус у редакторі полігона – таким чином ми отримали основу корпусу, розбиту на трикутні фацети, див. Рис.2.4.

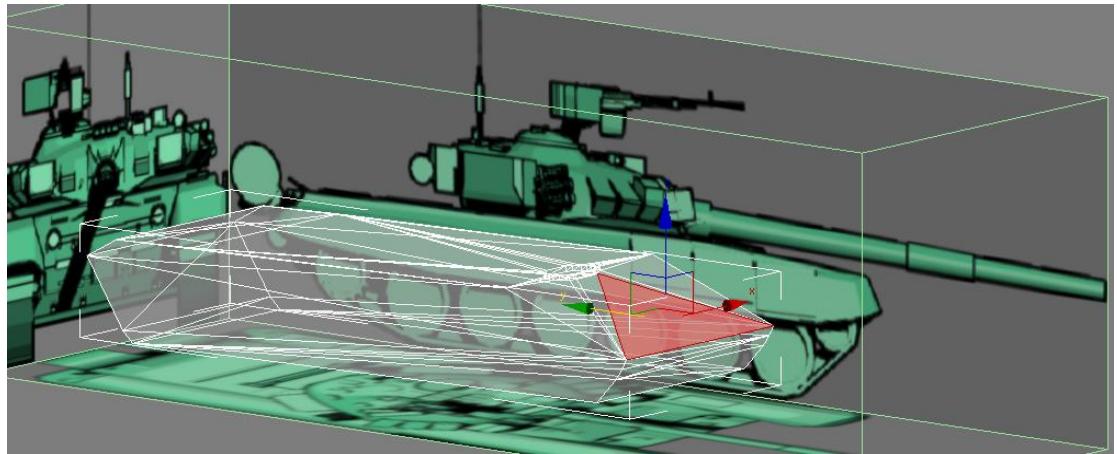


Рис.2.4 Готова основа корпусу

Створимо траки, зробимо їх суцільними, на основі паралелепіпеда. Клонуємо бокову стінку траків, на її основі зробимо внутрішній виступ, моделюючи внутрішні зачепи, Рис.2.5.

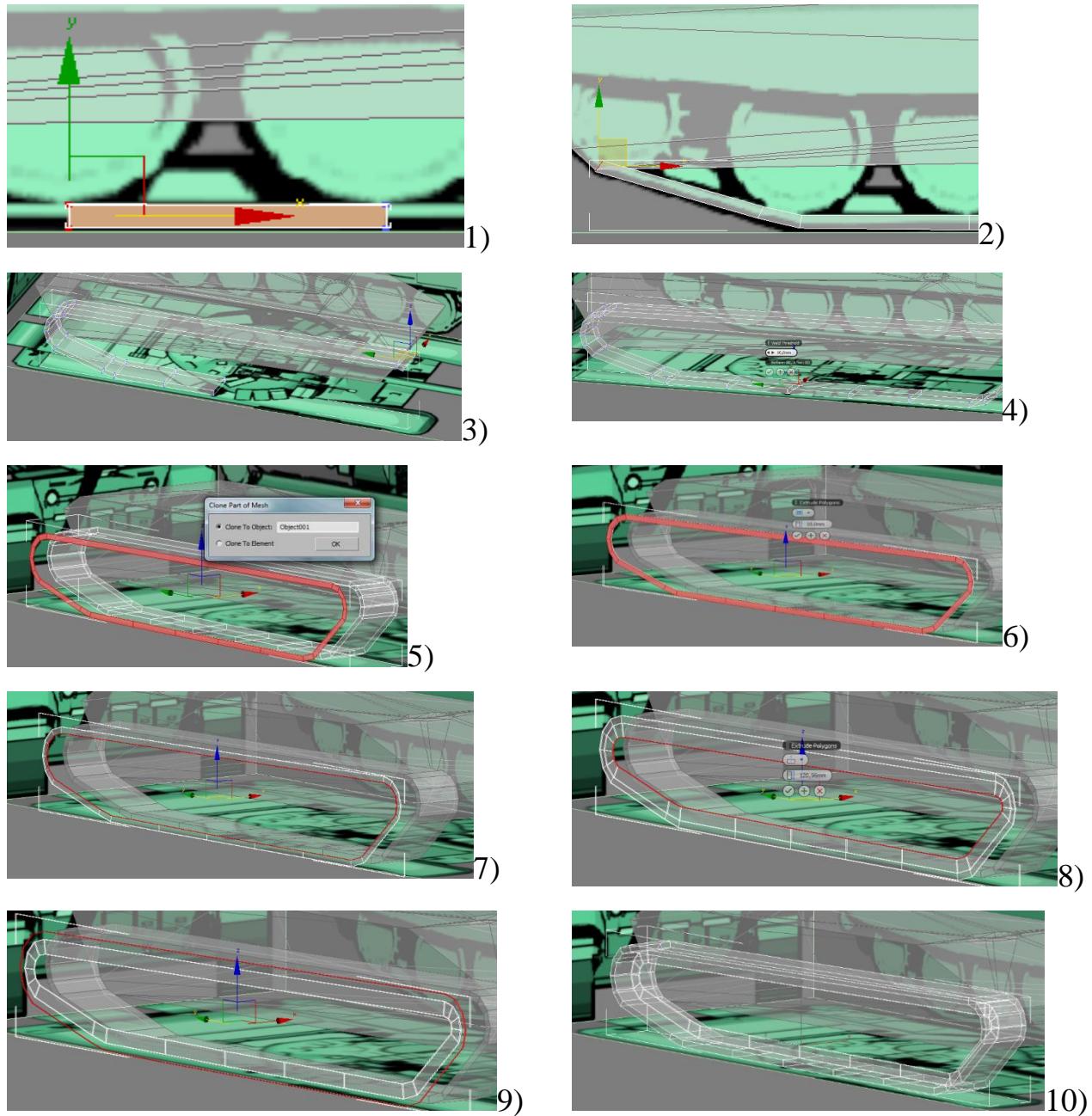


Рис. 2.5 Траки

Колесо робимо на основі елемента труби, вужчим за тракти, видалимо внутрішні стінки і з зовнішньої сторони зробимо виймку, з внутрішньої сторони колеса закриємо отвір рівно. Розмножимо отримані колеса, піднявши і зменшивши перше і останнє відповідно боковій проекції. На останньому колесі додамо зубчиків. Колеса і тракти конвертуємо у редагуємі полігони, дублюємо і віддзеркалюємо симетрично для другої сторони танка, Рис.2.6.

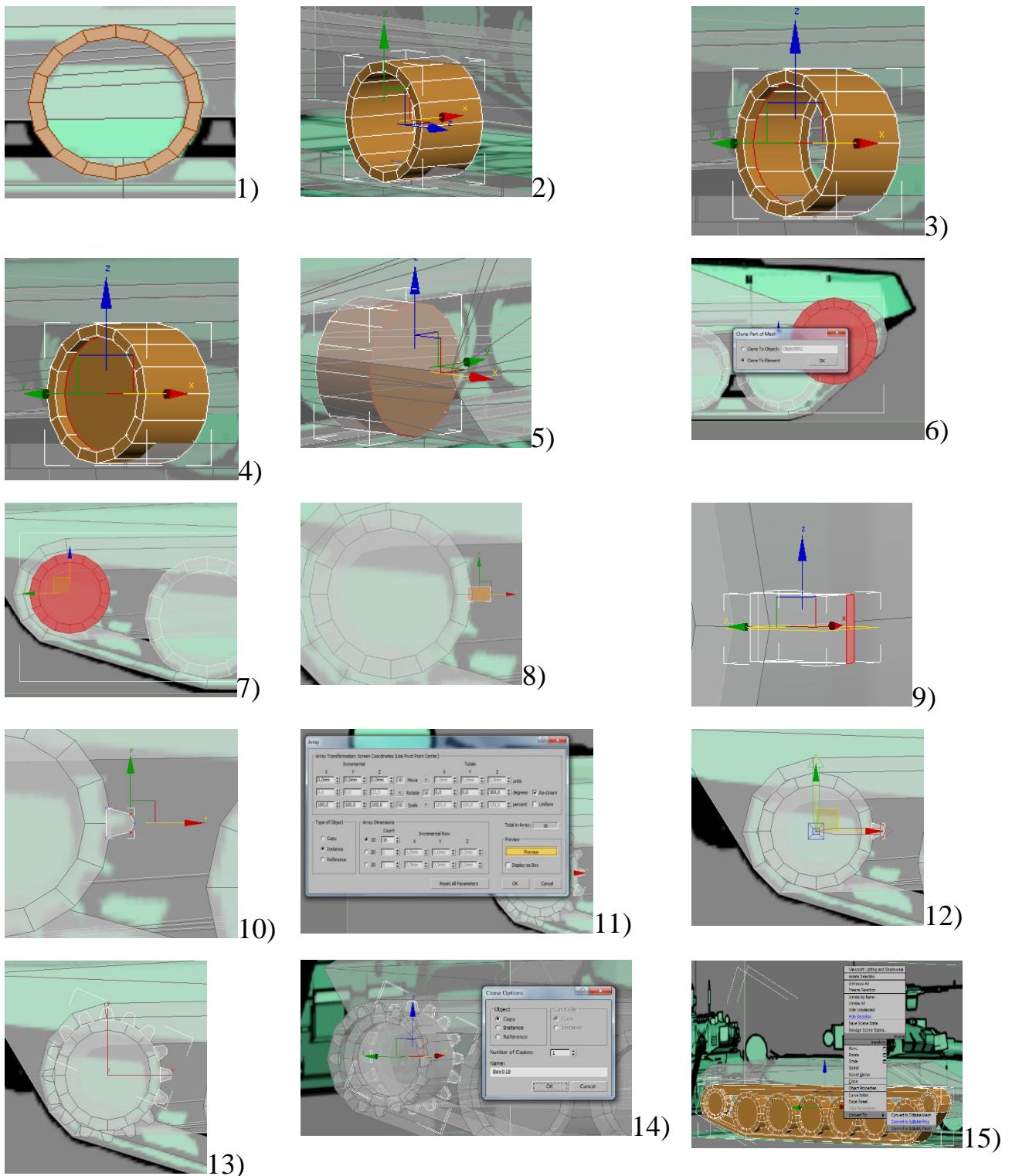


Рис.2.6 Колеса

Для створення крила над колесами візьмемо елемент площини і клонуючи ребра надамо деталі необхідну форму. За допомогою модифікатора товщини

додаємо деталі об'єму, елемент конвертуємо у редагуємі полігона і дзеркально клонуємо для другого боку, Рис.2.7.

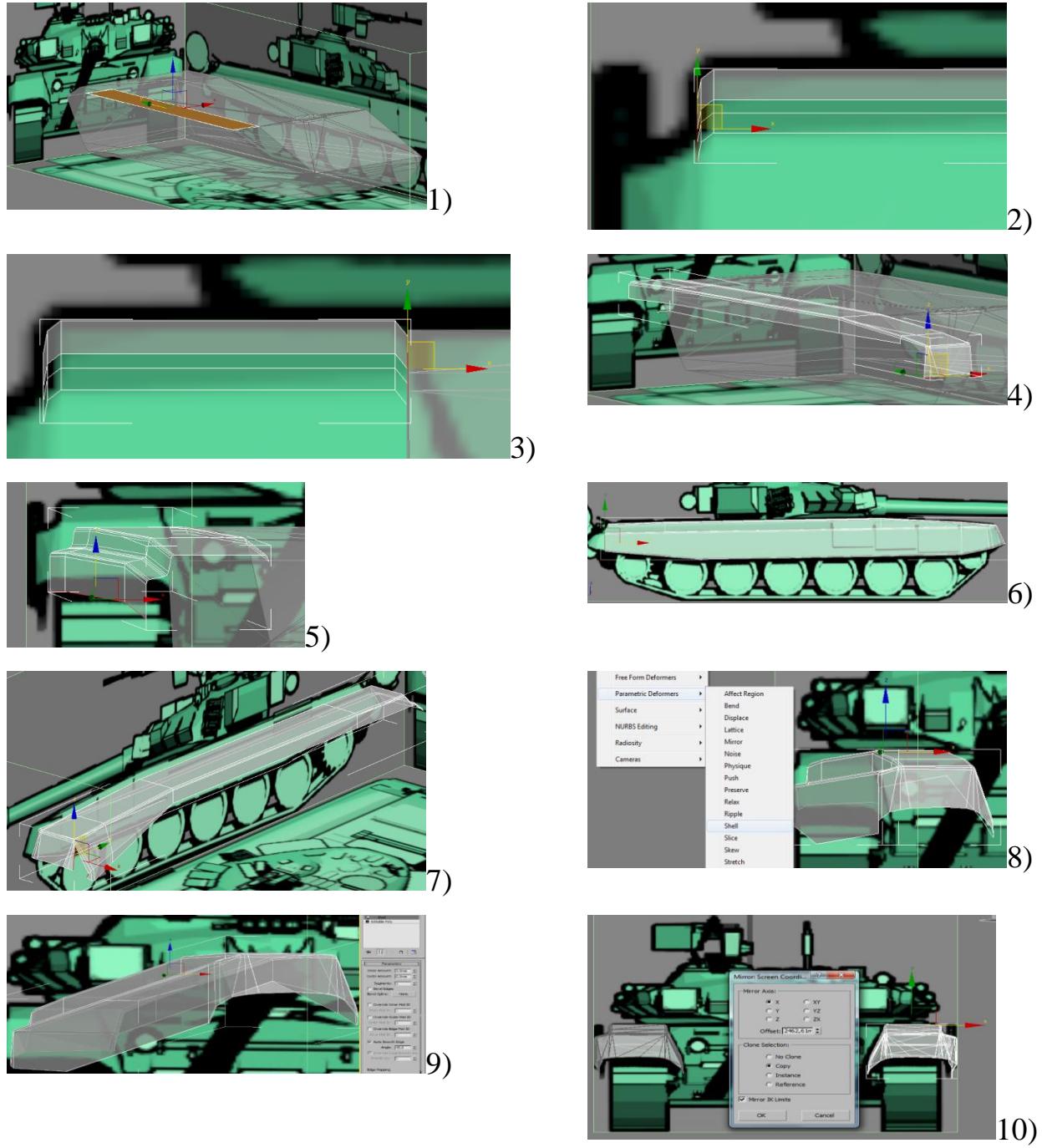


Рис.2.7 Крила над колесами

Башта має складну обтічну форму, симетричну відносно площини, яка ділить башту вертикально у центрі за довжиною танка і тому достатньо

створити половину башти, а потім скопіювати її симетрично. Починаємо з верхнього закруглення башти, ззаду. Виставляємо елемент площини відповідно боковій проекції, потім за виглядом зверху нарощуємо смугу, створюючи початок боку башти, корегуємо його за боковою і фронтальними проекціями, чітко зазначаємо вісь башти і форму центру верхньої поверхні, обходячи люки, які розташовані зверху, Рис.2.8. Закриємо верхню поверхню, залишивши вільне місце там де розташований люк, з другої сторони теж є люк, але іншої форми, тому закінчимо бокові стінки башти і клонуємо симетрично отриману половину башти, з'єднаємо обидві половини і закриємо отвір знизу, Рис.2.8.10.

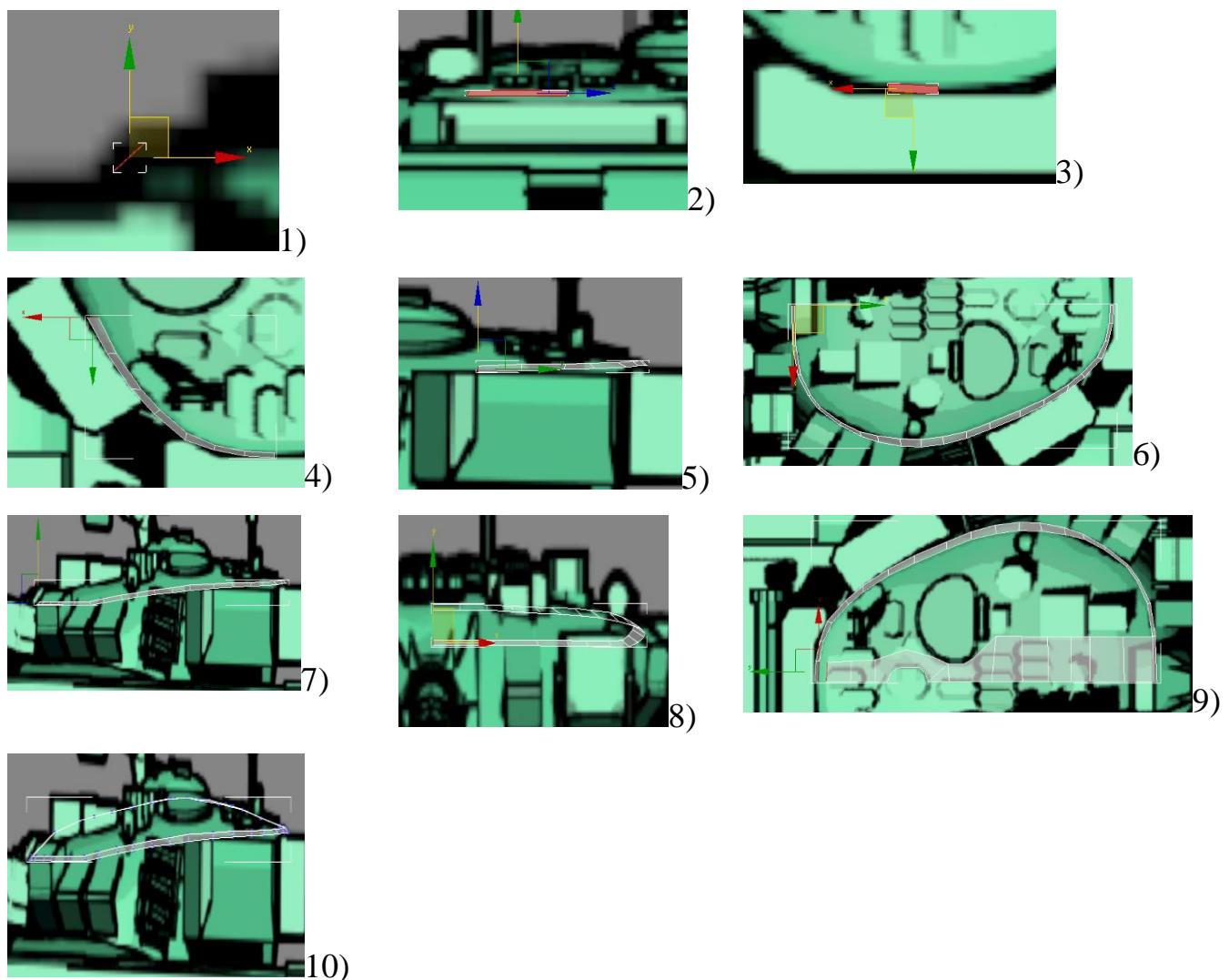


Рис.2.8 Початок побудови башти.

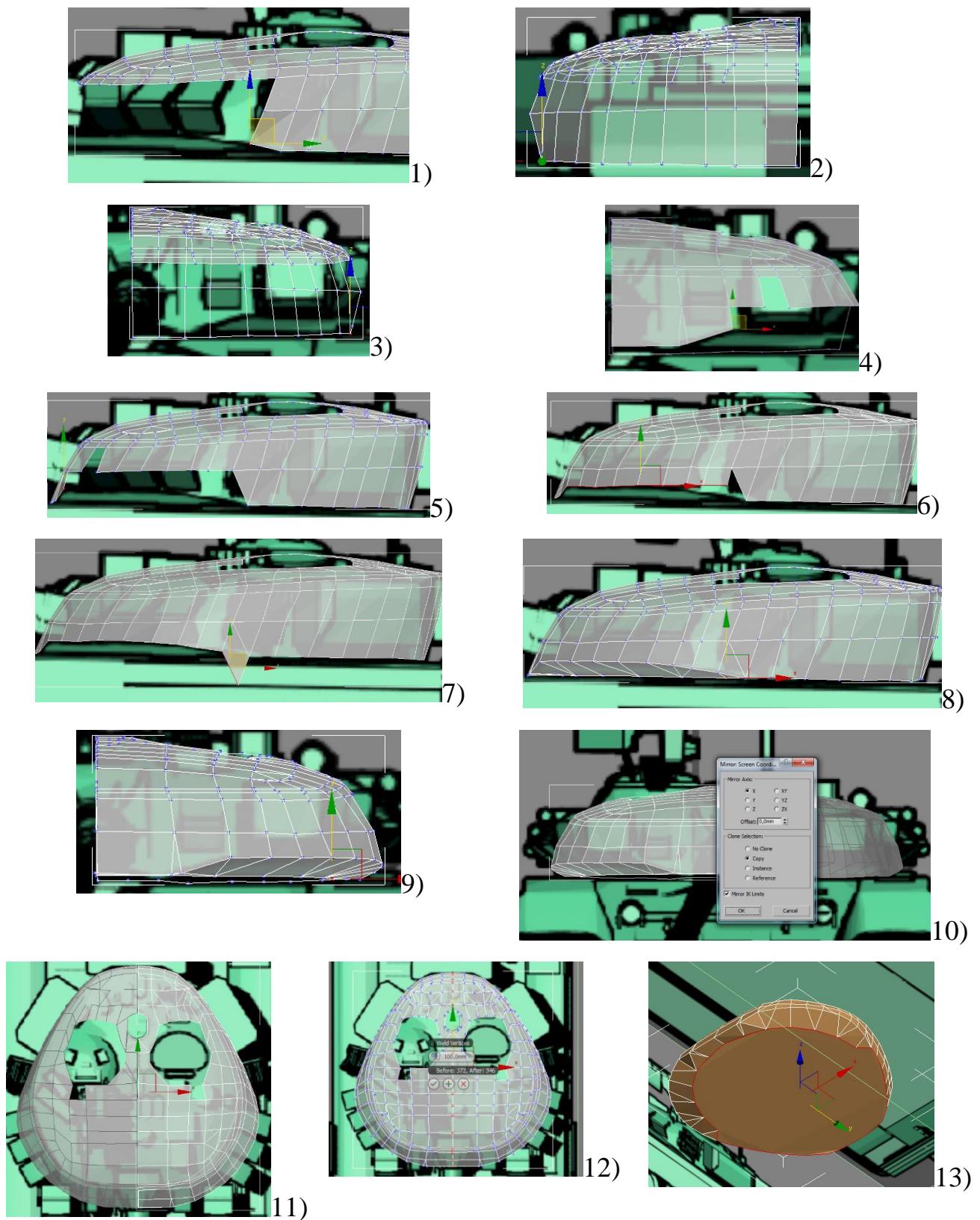
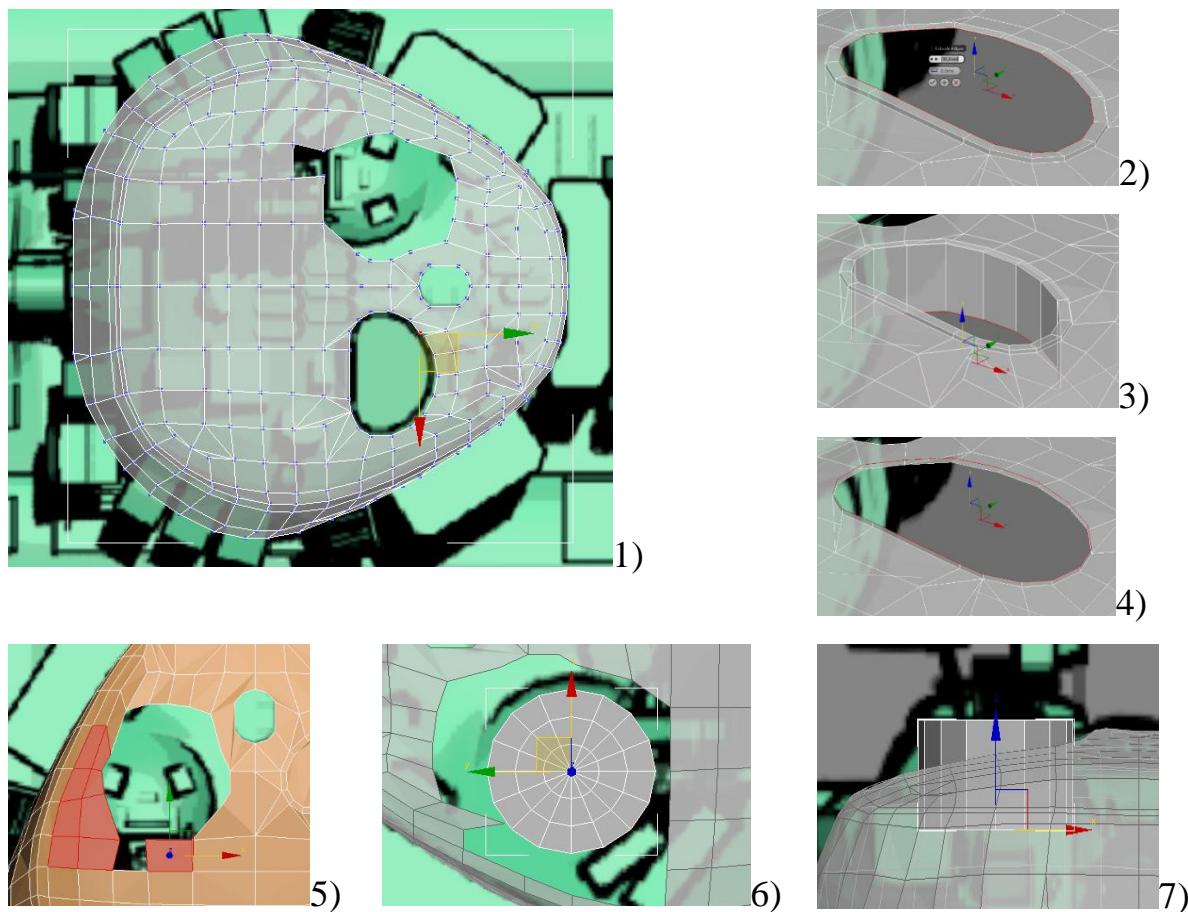


Рис.2.9 Закінчена форма башти

Зробимо виїмки під люки зверху башти, вони дещо деформують форму верхньої поверхні. З одного боку доводимо поверхню до люка, повторюючи його форму, додаємо виступ по краю, виїмку всередину башти. З другого боку видалимо кілька зливих фасетів, за периметром круглого люка створюємо циліндр, стінки якого розташовуються всередині башти, верхню основу відділимо і за верхнім краєм униз клонуємо розширяючи ребра, створюючи плавний спуск від краю люка до, власне, поверхні башти з якою з'єднуємо,

Рис.2.10.



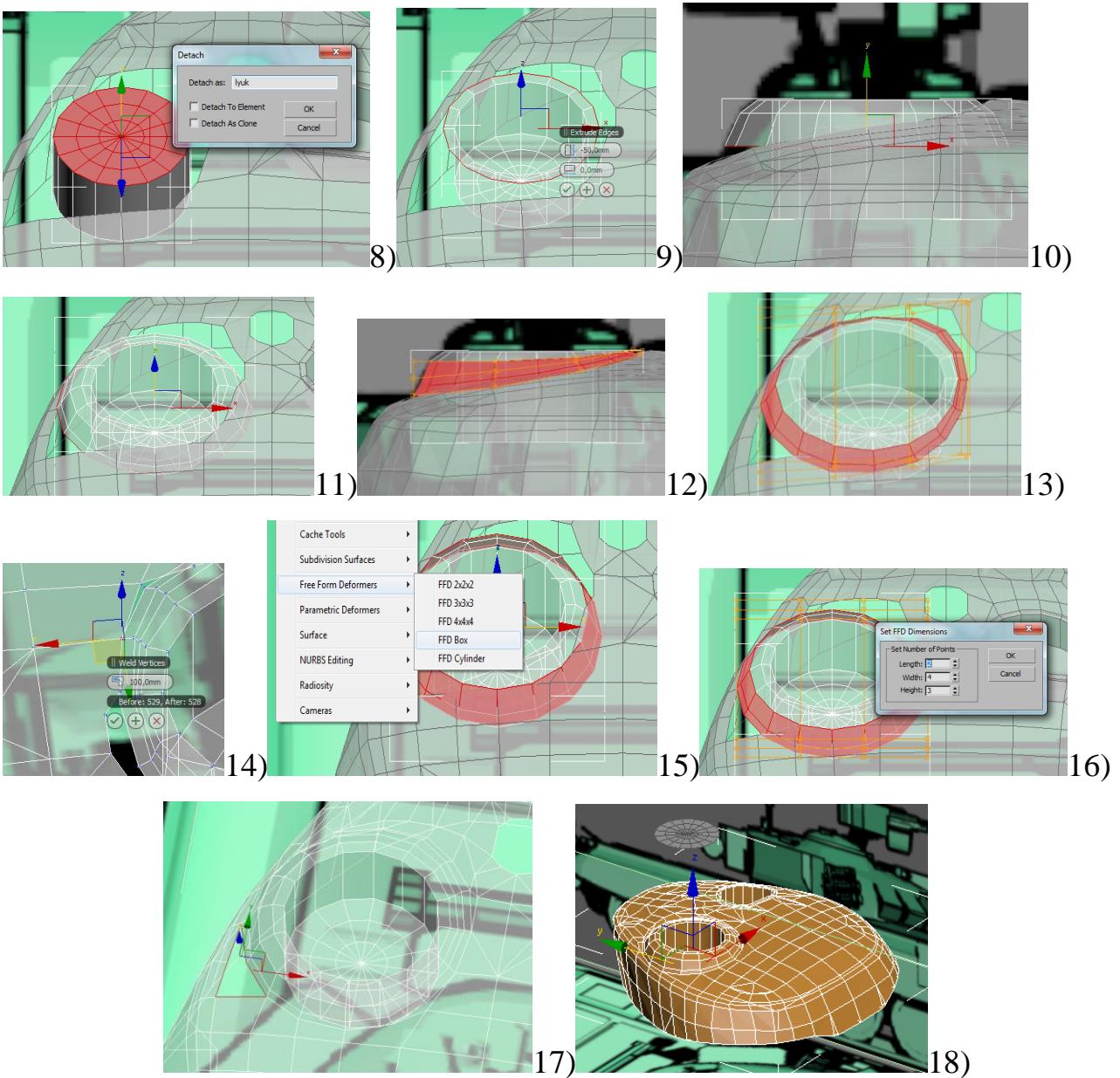


Рис.2.10 Виїмки під люки у башті

Створимо люки для яких ми робили виїмки. Для круглого люка використаємо верхню поверхню циліндра, що ми від'єднали, надавши їй відповідної форми. Для створення люка з іншої сторони башти використовуємо крайні внутрішні бокові фацети виїмок. Для люка розташованого у центрі у якості основи використовуємо циліндр, розтягнувши два центральні бокові фацети. Додавши петлі конвертуємо башту у редактуємі полігони, Рис.2.11. З

циліндр змінюючи діаметр секцій моделюємо дуло баштової пушки. Додаємо основу пушки і конвертуємо у редакторі полігони, Рис.2.12.

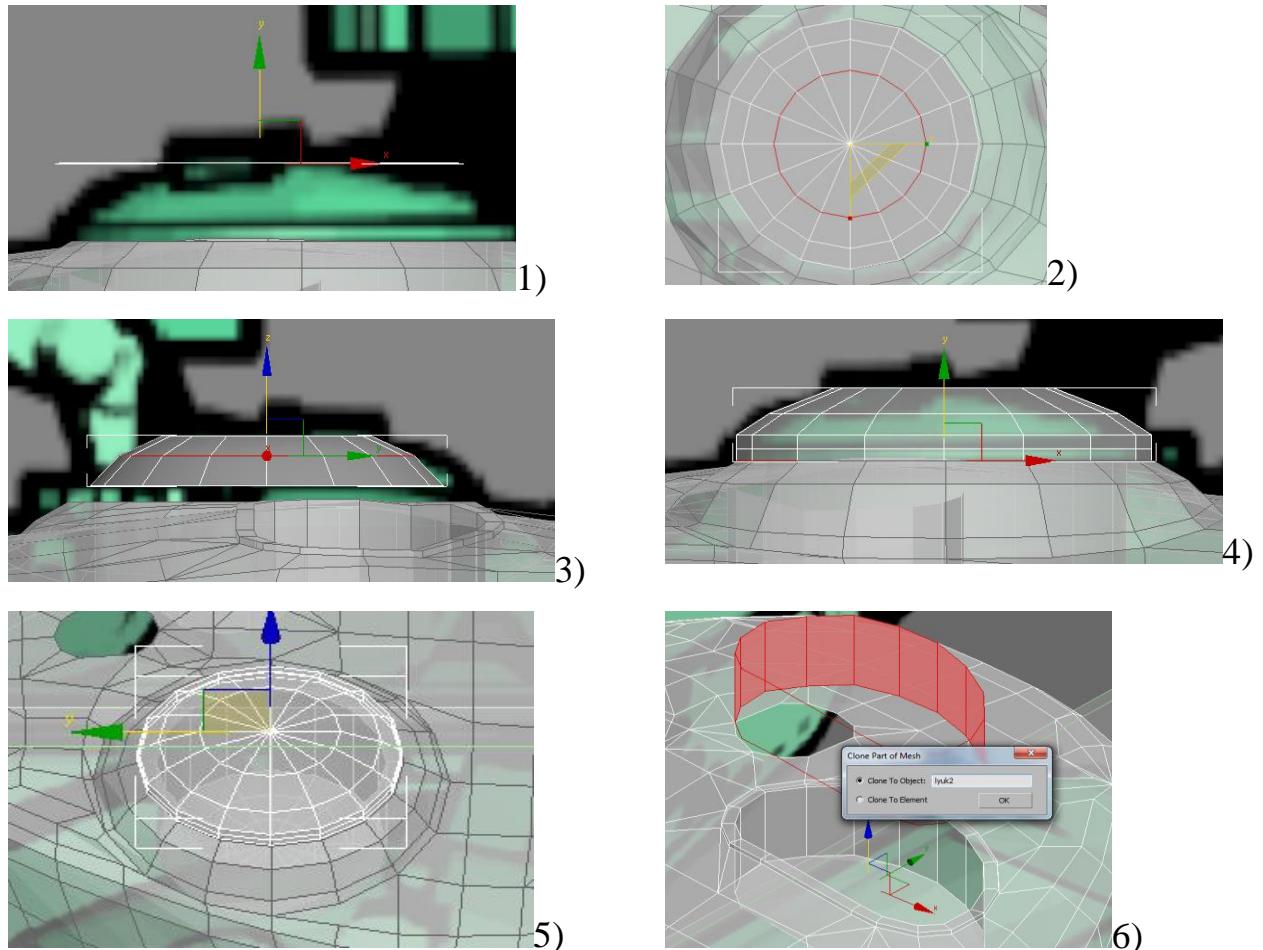


Рис.2.11 Люки

Додавши різноманітні деталі на корпус та башту танка, бампер, антени, бокові кулемети та верхній баштовий кулемет, отримаємо закінчену модель танка Т-90, Рис.2.14.

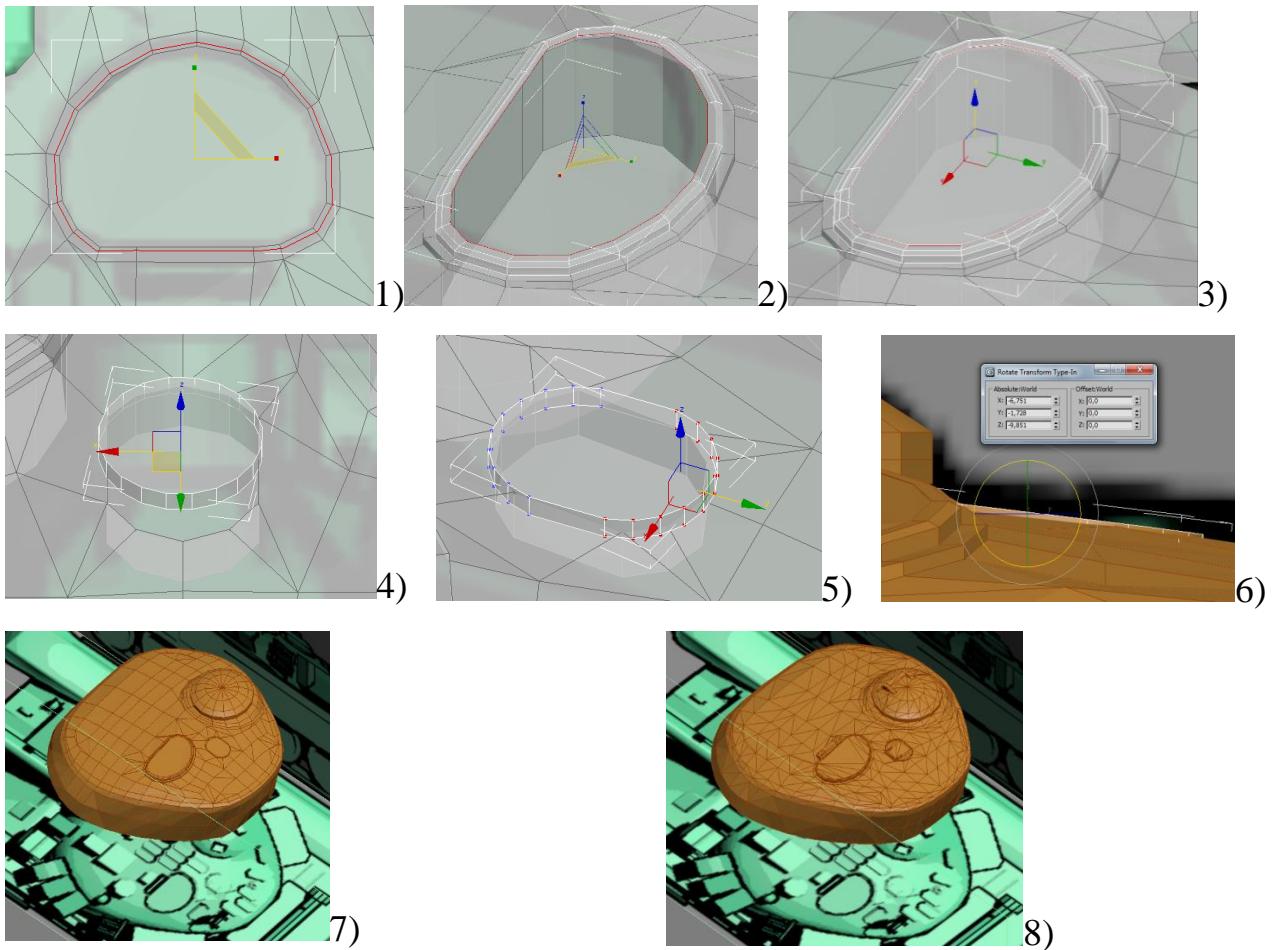


Рис.2.12 Люки

У розділі 3 наведено декомпозиційний метод. Для його використання побудовану модель, усі деталі якої об'єднано до одного об'єкту, необхідно розбити на частини за горизонталлю та верикаллю, використовуючи інструмент січної площини. Роз'єднуючи поверхні у місці розсічення, Рис.2.15. Кожну таку частину зберігаємо у окремий stl-файл для подальших розрахунків. Крок за довжиною та висотою, залежить від умов проведення розрахунків та постановки задачі.

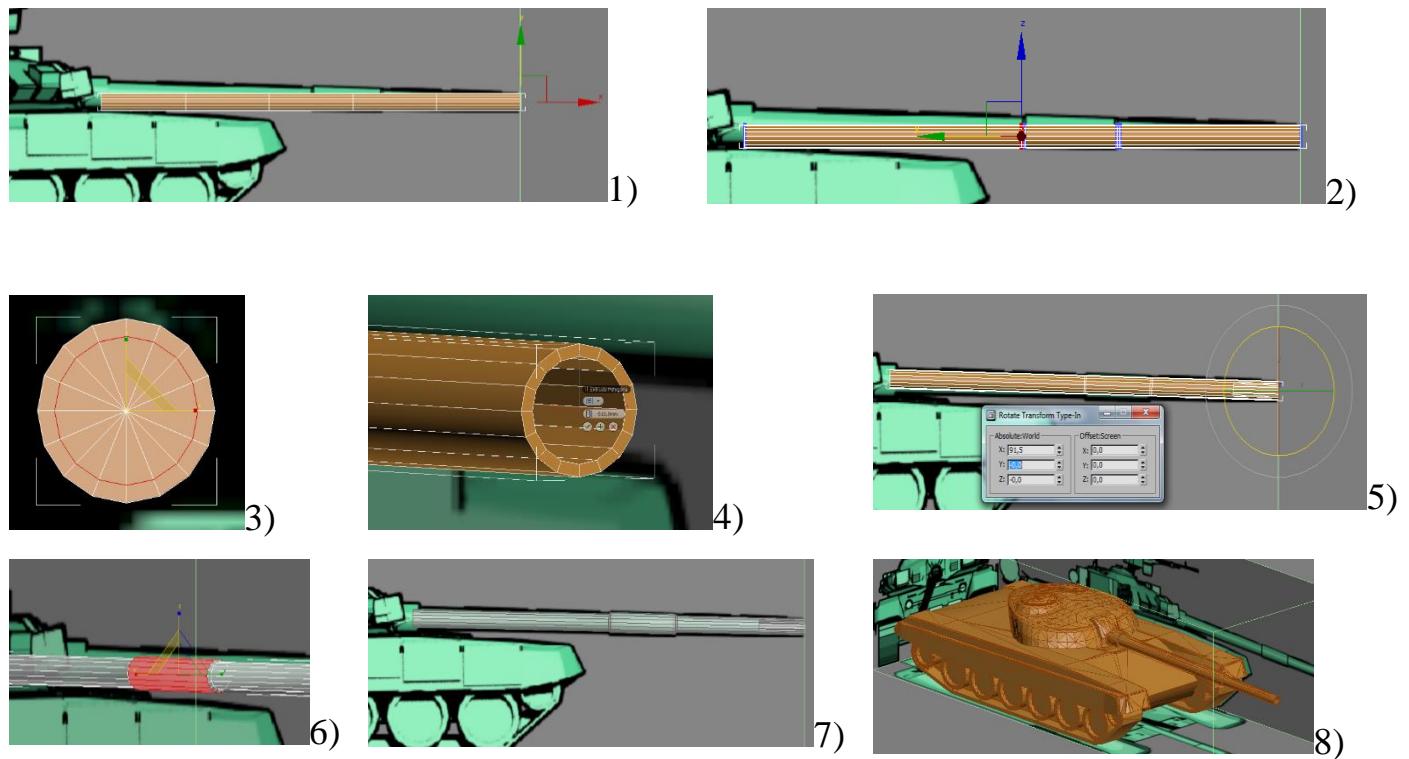


Рис.2.13 Баштова пушка

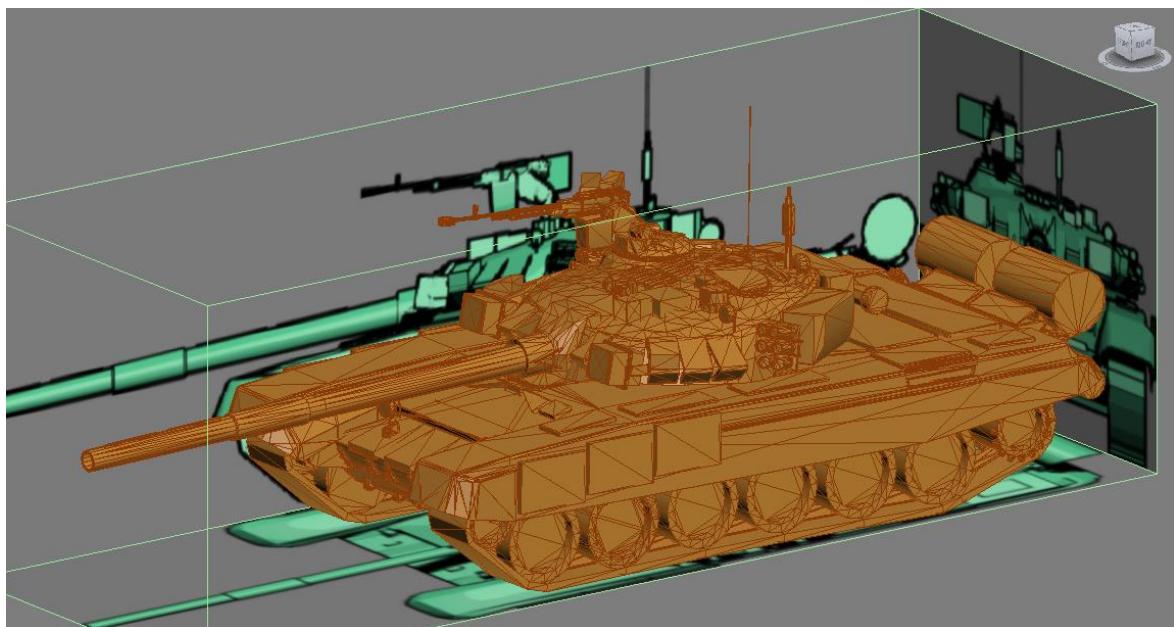


Рис.2.14 Готова модель танка Т-90

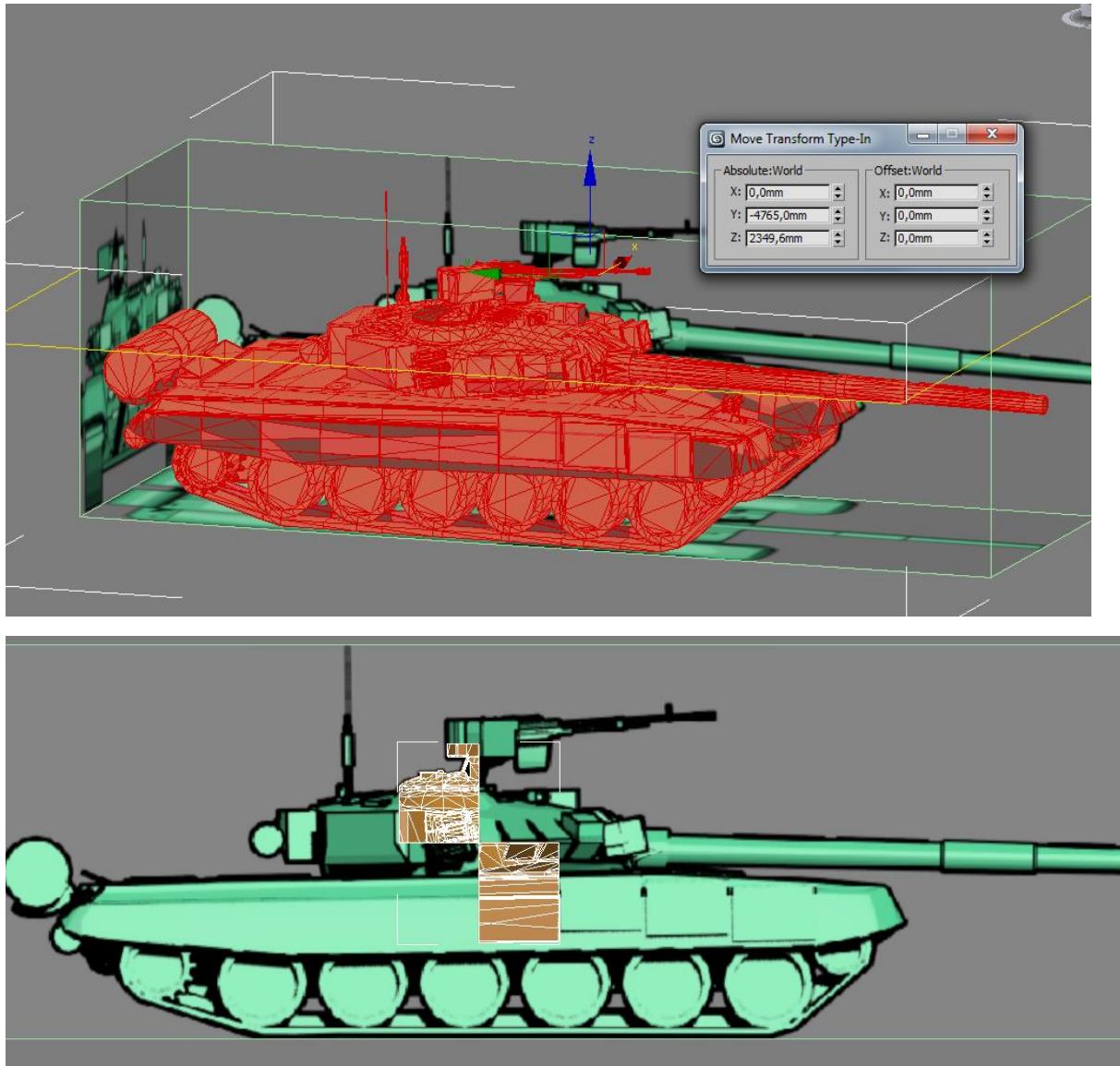


Рис.2.15 Розсічення об'єкту для подальшого використання
декомпозиційного методу

2.2 Методика для розрахунку характеристик радіолокаційної помітності складних об'єктів розташованих на різних типах підстильної поверхні

У розрахунках характеристик радіолокаційної помітності наземних об'єктів враховується перевідбиття між об'єктом і підстильної поверхнею [74-77]. Із простих геометричних підрахунків можна зробити висновок, що при

висоті об'єкта h і куті падіння хвилі θ , довжина підстильної поверхні повинна дорівнювати $L = h \tan(\theta)$. Для дослідження використовується метод Shouting and Bouncing Rays [61], який ефективно застосовується для розрахунків дифракції електромагнітних хвиль на об'єктах складної форми [68].

Для подальшої оцінки радіолокаційної помітності об'єкта необхідно розрахувати діаграму зворотного розсіювання (ДЗР) для об'єкта розташованого на різних підстильних поверхнях. Для того, щоб розрахувати розсіяне поле на об'єкті, розташованому на різних підстильних поверхнях [78] було використано метод запропонований у [79]. В цих розрахунках підстильна поверхня характеризується 2-ма параметрами:

- зворотне розсіювання, зумовлене дифузним розсіянням на нерівностях поверхні. Воно створює «фоновий» сигнал. Даний параметр не включено в розрахунок ДЗР об'єкта, але він враховується при подальшій обробці даних;
- дзеркальне відбиття, яке впливає на зворотне розсіяння від об'єкту через перевідбиття променів між підстильною поверхнею і об'єктом.

Перший параметр описується питомою ЕПР зворотного розсіяння поверхні $\sigma_{spec} [\text{dB}]$. Другий параметр може бути визначено трьома різними способами:

- за допомогою ефективної діелектричної проникності ϵ (і/або магнітної проникності μ) напівпростору, на якому розташовано об'єкт;
- за допомогою коефіцієнта відбиття для заданого кута падіння і поляризації, що може бути пов'язаний з ефективними проникненнями за формулами Френеля;
- за допомогою поверхневого імпедансу Z_s , який для заданого кута падіння хвилі створює таке ж відбиття як і інші 2 методи.

З огляду на те, що різні види підстильних поверхонь, описаних в літературі, характеризуються діелектричної проникністю, яка може залежати від вологості і складу ґрунту, перший метод використовується для отримання вхідних даних. Третій варіант може бути використаний для опису підстильної поверхні в програмі для електромагнітного моделювання. Другий варіант є проміжним і необхідний для взаємозв'язку між двома іншими й інтерпретації отриманих результатів розрахунку. Зазвичай розрахунок ДЗР об'єкта займає найбільше часу (99% загального часу розрахунку радіолокаційної помітності об'єкта), і для кожної окремої підстильної поверхні вимагає окремого тривалого моделювання. Для того, щоб оптимізувати цей процес і мати можливість аналізувати ДЗР для широкого спектру підстильних поверхонь, а також для того, щоб отримати можливість аналізуючи ДЗР об'єкта виявляти конструктивні особливості об'єкта, що найбільш сильно впливають на його помітність, запропоновано метод, заснований на розкладанні поля. Відповідно до даного методу розсіяне поле можна розділити на наступні компоненти:

- а) промені, відбиті від об'єкту назад до радару;
- б) промені, якіпадають на об'єкт, відбиваються до підстильної поверхні і потім перевідбиваються від підстильної поверхні назад до радару;
- в) промені, якіпадають на підстильну поверхню, відбиваються до об'єкту і потім перевідбиваються від нього до радару;
- г) промені, якіпадають на підстильну поверхню, відбиваються до об'єкту, перевідбиваються від нього до підстильної поверхні і потім перевідбиваються від неї до радару.

Відбите поле \vec{E}_0 (Рис.2.16) створюється променями (а), які не взаємодіють з підстильною поверхнею і, таким чином, не залежать від коефіцієнта відбиття (R). Відбите поле \vec{E}_1 створюється променями (б) і (в) та взаємодіє з підстильною поверхнею тільки один раз й тому є пропорційним R . Компонента

поля \vec{E}_2 створюється променями (г), які взаємодіють з підстильною поверхнею двічі й тому пропорційні R^2 . Рис. 2.16 схематично показує описані вище випадки.

Таким чином, нехтуючи подальшими багаторазовими перевідбиттями між об'єктом і землею, ми можемо припустити, що відбите поле залежить від коефіцієнта відбиття підстильної поверхні за законом:

$$\vec{E}(R) = \vec{E}_0 + R \cdot \vec{E}_1 + R^2 \cdot \vec{E}_2 \quad (2.1)$$

Оскільки передбачається, що підстильна поверхня є нескінченною площиною, внесок в відбите поле буде тільки від променів, відбитих від поверхні під кутами, відповідними позиції РЛС. Таким чином, R залежить від кута падіння θ .



Рис. 2.16 - Об'єкт на підстильній поверхні

Далі слід провести моделювання дифракції електромагнітних хвиль на радіолокаційній цілі для трьох випадків [80] :

- об'єкт розташований у вільному просторі, без будь якої підстильної поверхні, результатом чого буде комплексна амплітуда розсіяного поля \vec{E}_A ;

- об'єкт розташовано на ідеальній електропровідній поверхні (PEC) (поверхневий імпеданс дорівнює $Z = 0$, коефіцієнт відбиття $R = -1$), результатом чого буде комплексна амплітуда розсіяного поля \vec{E}_M ;
- об'єкт розташовано на ідеальній магнітопровідній поверхні (PMC) (поверхневий імпеданс дорівнює нескінченності, коефіцієнт відбиття $R = 1$), результатом чого буде комплексна амплітуда розсіяного поля \vec{E}_∞ .

В результаті такого моделювання з використанням усіх трьох компонент поля можна отримати:

$$\begin{aligned} \text{Free space, } R = 0 & : \vec{E}_A = \vec{E}_0, \\ \text{PEC, } R = -1 & : \vec{E}_M = \vec{E}_0 - \vec{E}_1 + \vec{E}_2, \\ \text{PMC, } R = 1 & : \vec{E}_\infty = \vec{E}_0 - \vec{E}_1 + \vec{E}_2. \end{aligned} \quad (2.2)$$

Із отриманих трьох рівнянь можна знайти компоненти поля \vec{E}_0 , \vec{E}_1 , і \vec{E}_2 у наступному вигляді:

$$\begin{aligned} \vec{E}_0 &= \vec{E}_A, \\ \vec{E}_1 &= 0.5(\vec{E}_\infty - \vec{E}_M), \\ \vec{E}_2 &= 0.5(\vec{E}_\infty + \vec{E}_M) - \vec{E}_A. \end{aligned} \quad (2.3)$$

Таким чином, після трьох моделювань ми отримуємо результати, які дозволяють знайти ДЗР для будь якої підстильної поверхні [81].

Для подальшого зменшення необхідних для обчислень комп'ютерних ресурсів, можна обмежитися першими двома компонентами в (2.1), у цьому випадку достатньо провести моделювання об'єкта у вільному просторі і на PEC-поверхні. Тоді повний вираз для розсіяного поля $\vec{E}(R)$ буде мати вигляд:

$$\vec{E}(R) \approx \vec{E}_0 + R \cdot \vec{E}'_1. \quad (2.4)$$

Потім використовуючи дані 2ох розрахунків (без підстильної поверхні – у вільному просторі і для підстильної поверхні з РЕС) ми отримаємо таку систему двох рівнянь:

$$\begin{aligned} \text{Free space,} & \quad R = 0 : \vec{E}_A = \vec{E}_0, \\ \text{PEC,} & \quad R = -1 : \vec{E}_M = \vec{E}_0 - \vec{E}_1. \end{aligned} \quad (2.5)$$

Для цієї системи отримаємо коефіцієнти із (2.4)

$$\vec{E}_0 = \vec{E}_A; \quad \vec{E}'_1 = \vec{E}_A - \vec{E}_M \quad (2.6)$$

Такий підхід дозволяє показати, що розбіжність між апроксимацією (2.4) й більш точною формулою (2.1) залежить як від коефіцієнта відбиття, так і від рівня розсіяної компоненти поля \vec{E}_2 :

$$\vec{E} - \vec{E}' = \vec{E}_2 R (1 + R). \quad (2.7)$$

Числові експерименти за допомогою вищеописаної формули дозволяють показати, що для деякої наземної техніки значна частина відбитого поля зумовлюється перевідбиттям між бічними стінками об'єкта і підстильної поверхнею (вони створюють такий собі «кутовий відбивач» [82]). Слід зазначити, що об'єкт, стінки котрого формують прямоугільний кутовий відбивач з підстильною поверхнею, буде мати високий рівень відбиття. Тому об'єкт з такою геометрією має бути перероблено.

2.3 Обробка результатів розрахунку ЕПР

Після проведення математичного моделювання розсіяння електромагнітних хвиль на об'єкті складної форми (або після проведення відповідних вимірювань) ми отримуємо великий об'єм різних даних. Часто це є кутова залежність ЕПР об'єкту – діаграма зворотного розсіяння (ДЗР). Для того щоб за допомогою отриманих даних визначити помітність об'єкту для радіолокаційної станції слід провести попередню обробку результатів.

У реальних обставинах радар може бачити об'єкт під різними, непередбачуваними кутами (точка спостереження є випадковою), отже ЕПР об'єкта є випадковою змінною. Тому для складних радіолокаційних цілей ЕПР є складною непередбачуваною функцією $\sigma = \sigma(\theta, \varphi)$ кутів падіння. Таким чином, для оцінки радіолокаційної помітності об'єкта, має сенс використання статистичних методів обробки ЕПР [83]. Деякі методи такої обробки можна знайти у сучасних публікаціях за даною тематикою. Зокрема у роботі [84] представлено теоретичні методи розрахунку ЕПР об'єктів, що флюктуують. В статті [85] представлено розрахунки ЕПР Stealth-літаків, та її аналіз за допомогою розподілу Сверлінга, логнормального розподілу та розподілу χ^2 . Схожі методи обробки ЕПР для наземних об'єктів представлено у роботі [86] та для оцінки рівня помітності об'єкту у роботі [87].

Слід відзначити, що у реальних вимірюваннях чи розрахунках ЕПР при виборі кроку вимірювання ЕПР керуються не доведеними та не поясненими методами [88]. У цій статті, базуючись на статистичному підґрунті, розглянуто методику вибору оптимального кроку ДЗР.

Слід відзначити, що на підставі порівняння двох ДЗР для одного об'єкту на тлі різних підстильних поверхонь або для різних об'єктів досить складно визначити, який з об'єктів є менш помітним. Нижче в даній роботі представлена методика розрахунку, яка дозволяє характеризувати кожен об'єкт за допомогою декількох чисел: питома ЕПР, дисперсія ЕПР. Представлена методика розрахунку що дозволяє легко порівнювати помітність об'єктів складної форми на тлі підстильних поверхонь з різними питомими ЕПР та для радарів з різними роздільними здатностями й оцінювати вірогідність пеленгування об'єкту.

2.3.1 Визначення вимог до густини кутової сітки, на якій слід визначати ЕПР, щоб отримати достовірну оцінку статистичних характеристик об'єкту

Розглянемо також питання про вимоги до щільності кутової сітки [89] на якій слід визначати ЕПР об'єкта для отримання достовірних даних про його радіолокаційну помітність [90].

В якості об'єкту дослідження вибрано модель танка Т-90 (див. Рис. 2.17). Модель танка має ширину 3.8м., висоту 2.2 м. та довжину 6.9 м. (з дулом 9.5 м.). Модель складається з 19087 фасетів [91].

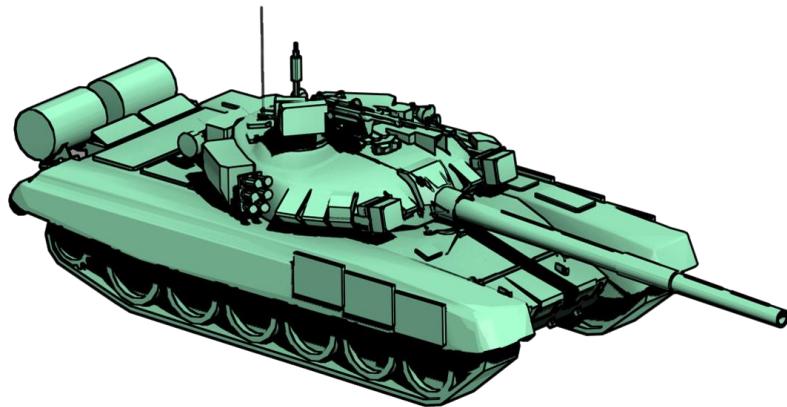


Рис. 2.17 - Модель танка Т-90

Азимутальна залежність для цієї моделі представлена на Рис. 2.18 для кута місця 60 град. Крок розрахунку тут дорівнює 0.1 град

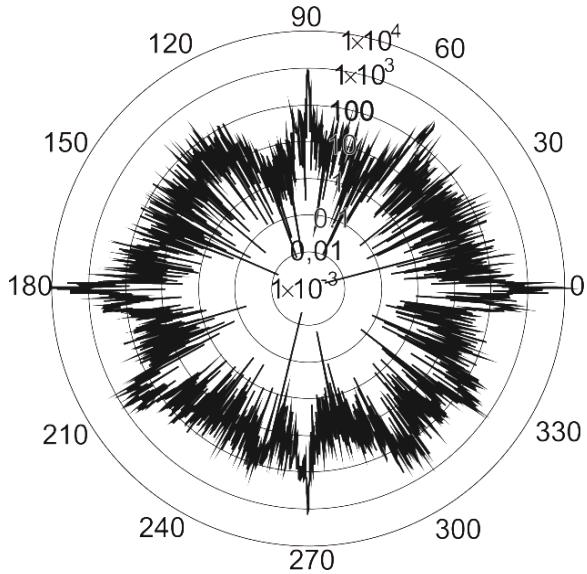


Рис. 2.18 - ДЗР для моделі танка Т-90

Також інтерес представляє проведення досліджень й для повітряних цілей. За допомогою методу, що був описаний у розділі 2.1, було створено дві моделі літаків: McDonnell Douglas F-15 (див. Рис. 2.19) та Boing 747 (див. Рис. 2.20). Модель F15 складається з 48404 фасетів, має довжину 19 м. та розмах крил 13 м. Модель Boeing 747 є більш гладкою, та складається з 19358 фасетів. Ця модель має 73.5 м. у довжину та розмах крил 69.8 м. Поверхня моделей здебільшого вважається ідеально металевою, тільки вікна є скляними.

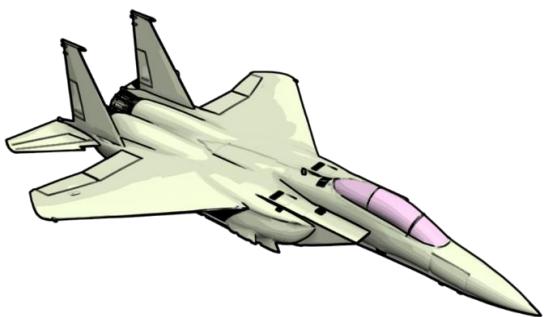


Рис. 2.19 - Модель
McDonnell Douglas F-15



Рис. 2.20 - Модель літака
Boeing 747

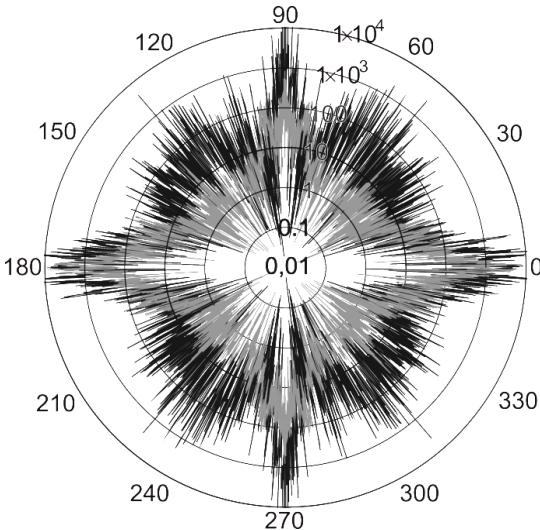


Рис. 2.21 - ДЗР для моделей літаків (сіра лінія - ДЗР для моделі F15, чорна лінія - ДЗР для моделі Boeing)

З допомогою методу PO-SBR для цих моделей отримано ДЗР з кроком 0.2° (довжина хвилі $\lambda = 3$ см, горизонтальна поляризація) для різних наборів кутів. Отримані ДЗР представлено на Рис. 2.21. Тут представлено розподіл ЕПР при візууванні в площині крила ($\theta = 90^\circ$). ЕПР для літака може бути оцінено як ЕПР циліндра з відповідними параметрами. Максимальне значення ЕПР для циліндра радіуса a та довжини l для довжини хвилі λ дорівнює [82]:

$$\sigma = 2\pi al^2/\lambda. \quad (2.8)$$

Фюзеляж моделі Boeing 747 може бути апроксимований циліндром довжиною $l = 64$ м. та радіусом $a = 3$ м., максимальне значення ЕПР, відповідно до формули (2.8), буде дорівнювати $\sigma = 2.6 \times 10^6$ м 2 . (максимальним значенням ЕПР, отриманим у наших розрахунках є $\sigma = 5.2 \times 10^4$ м 2). Фюзеляж моделі F-15 може бути апроксимовано циліндром з довжиною $l = 18.1$ м. та радіусом $a = 1.15$ м., максимальним значенням ЕПР, відповідно формулі (2.8), буде $\sigma = 7.9 \times 10^4$ м 2 . (максимальним значенням ЕПР, отриманим у наших розрахунках є $\sigma = 8.5 \times 10^3$ м 2). Значення, отримані за допомогою циліндра вищі за ті, що отримано у результаті розрахунку. Це може бути пояснено поганою

апроксимацією фюзеляжу, та наявністю елементів конструкції, що не було додано до апроксимації (крила, хвіст, двигуни).

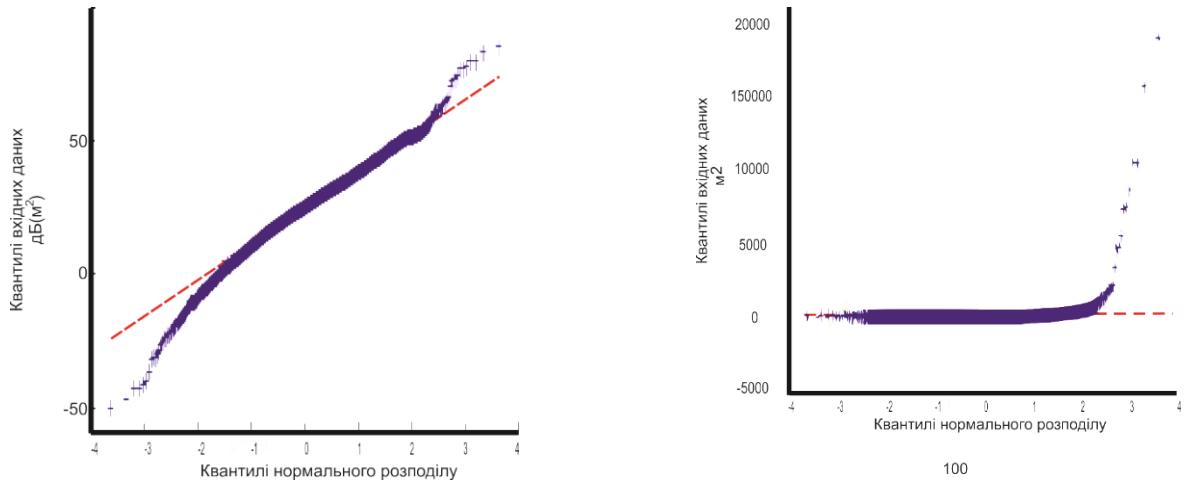


Рис. 2.22 - Графіки Q-Q для даних ЕПР об'єкта у дБ від m^2 (1) та у m^2 (2).

Далі проведемо статистичну обробку отриманих даних. Для цього ми розглядаємо отримані дані як генеральну сукупність, перевіримо її відповідність нормальному розподілу та застосуємо центральну граничну теорему теорії ймовірностей [92,93].

Перш ніж використовувати центральну граничну теорему, слід провести перевірку наших даних ДЗР на нормальній розподіл. Для цього ми будємо графік Q-Q [94] з даними ДЗР. Графіки Q-Q показують співпадіння даних числових розрахунків (сині крапки) з нормальним розподілом (червоний пунктир). Нижче ми порівнюємо графіки Q-Q для даних у дБ від m^2 (Рис. 2.22 а) та у m^2 (Рис. 2.22 б) з графіками Q-Q нормального розподілу (пунктирна лінія).

З Рис. 2.22 б видно, що дані у m^2 суттєво відрізняються від нормального розподілу. Для великих значень ЕПР помітні значні відхилення від нормального розподілу. Однак дані у дБ від m^2 є більш наближеними нормальному розподілу (див. Рис. 2.22 а). Невеликі, порівняно з Рис. 2.22 б, відхилення помітні лише для дуже малих та дуже великих значень ЕПР.

Перевірку даних ДЗР на відповідність нормальному розподілу також можна провести за допомогою порівняння гістограми даних з гістограмою нормального розподілу.

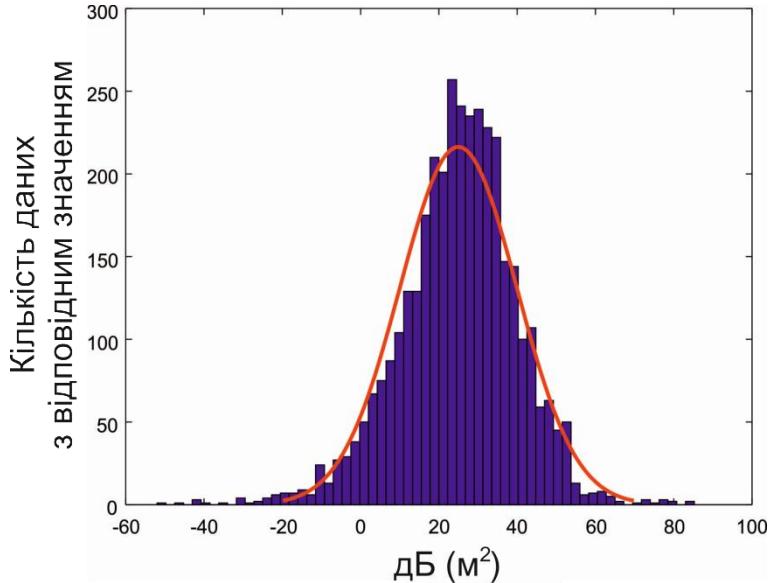


Рис. 2.23 - Перевірка гістограми ДЗР на нормальній розподіл

На Рис. 2.23 поверх даних ДЗР, представлених у вигляді гістограми [92], накладено лінію, що відповідає нормальному розподілу з тими самими середнім значенням \bar{x} дисперсією σ , як і для даних гістограми. Зрозуміло, що отриманий розподіл ЕПР є близьким до нормального розподілу.

Далі, розглядаючи дані у дБ від м^2 як генеральну сукупність, перевіримо на відповідність нормальному розподілу вибірки з цих даних. Розглянемо ДЗР з більшим кроком кута: 0.2° (із генеральної сукупності вибирається кожна друга точка), 0.5° (кожна п'ята точка), 1° (кожна десята точка) та 3° (кожна тридцята точка). Нижче на Рис. 2.24 представлено графік Q-Q для цих трьох вибірок. З нього видно, що усі вибірки є близькими до нормального розподілу.

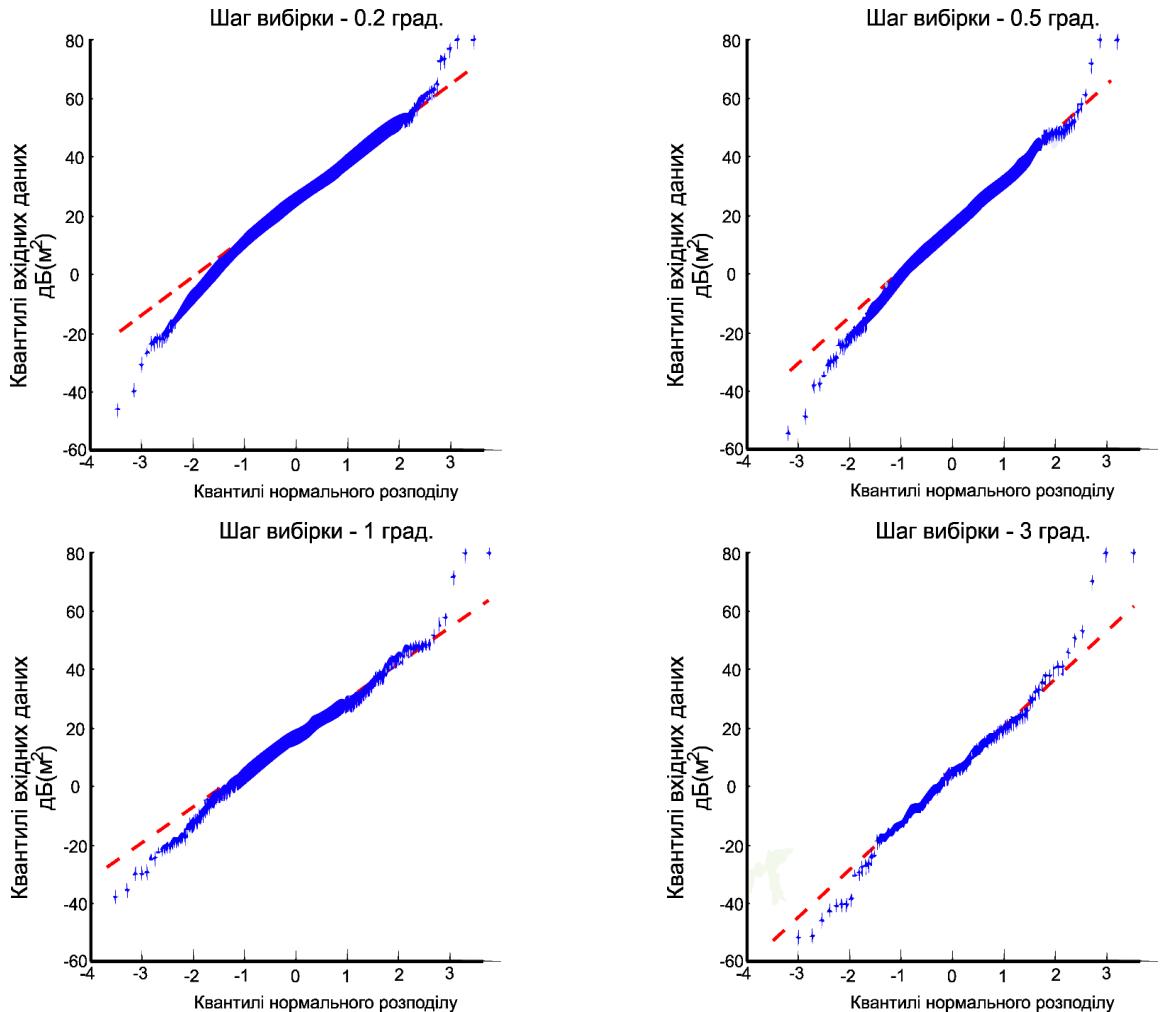


Рис. 2.24 - Графіки Q-Q для різних вибірок з ДЗР

Для обробки ЕПР літаків використовуємо такий-самий метод, що і для наземної моделі танка. Припустимо, що сукупність даних, отриманих для ДЗР при кроці 0.2° являє собою генеральну сукупність. Будуємо графік Q-Q [94] з даними ДЗР (див. Рис. 2.25). Базуючись на висновках, зроблених вище для наземної цілі, перевіряємо тільки дані у dB від m^2 .

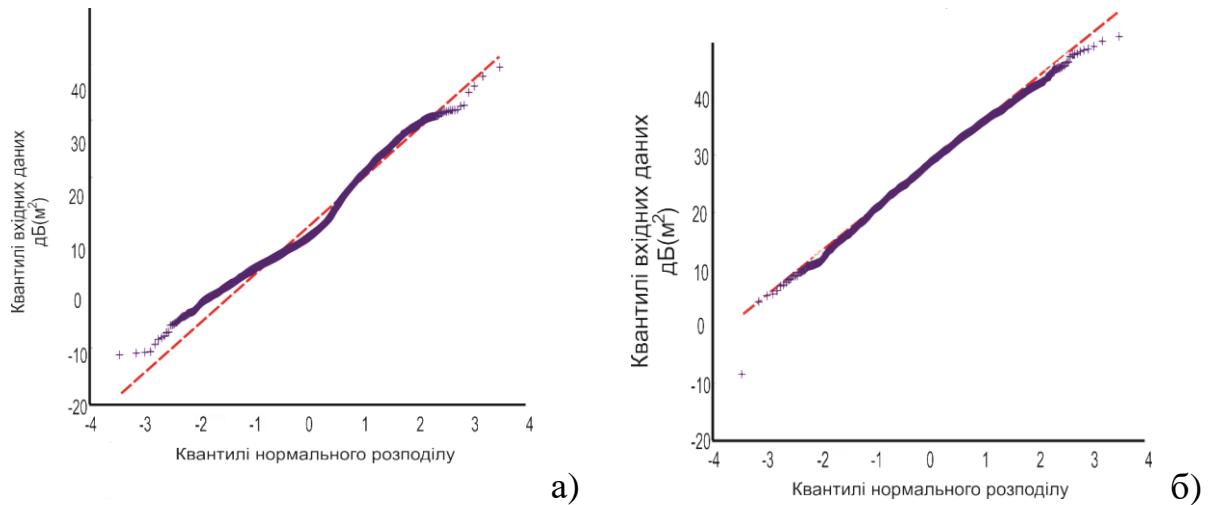


Рис. 2.25 - Графіки Q-Q plot для загальної сукупності ДЗР для різних моделей літаків (а – літак F-15, б – Boeing)

На Рис. 2.25 представлено порівняння графіків Q-Q для даних ДЗР для обох моделей з нормальним розподілом (пунктирна лінія). З цього графіка видно, що розподіл даних є близьким до нормального.

Гістограми для ДЗР з Рис. 2.21 представлено нижче на Рис. 2.26 для літака F-15 (графік **а**) та літака Boeing (графік **б**), відповідно. Середнє значення (ми розглядаємо його як середнє значення загальної сукупності) дорівнює $\mu = 98 \text{ м}^2$ для літака F-15 та $\mu = 635 \text{ м}^2$ для літака Boeing 747.

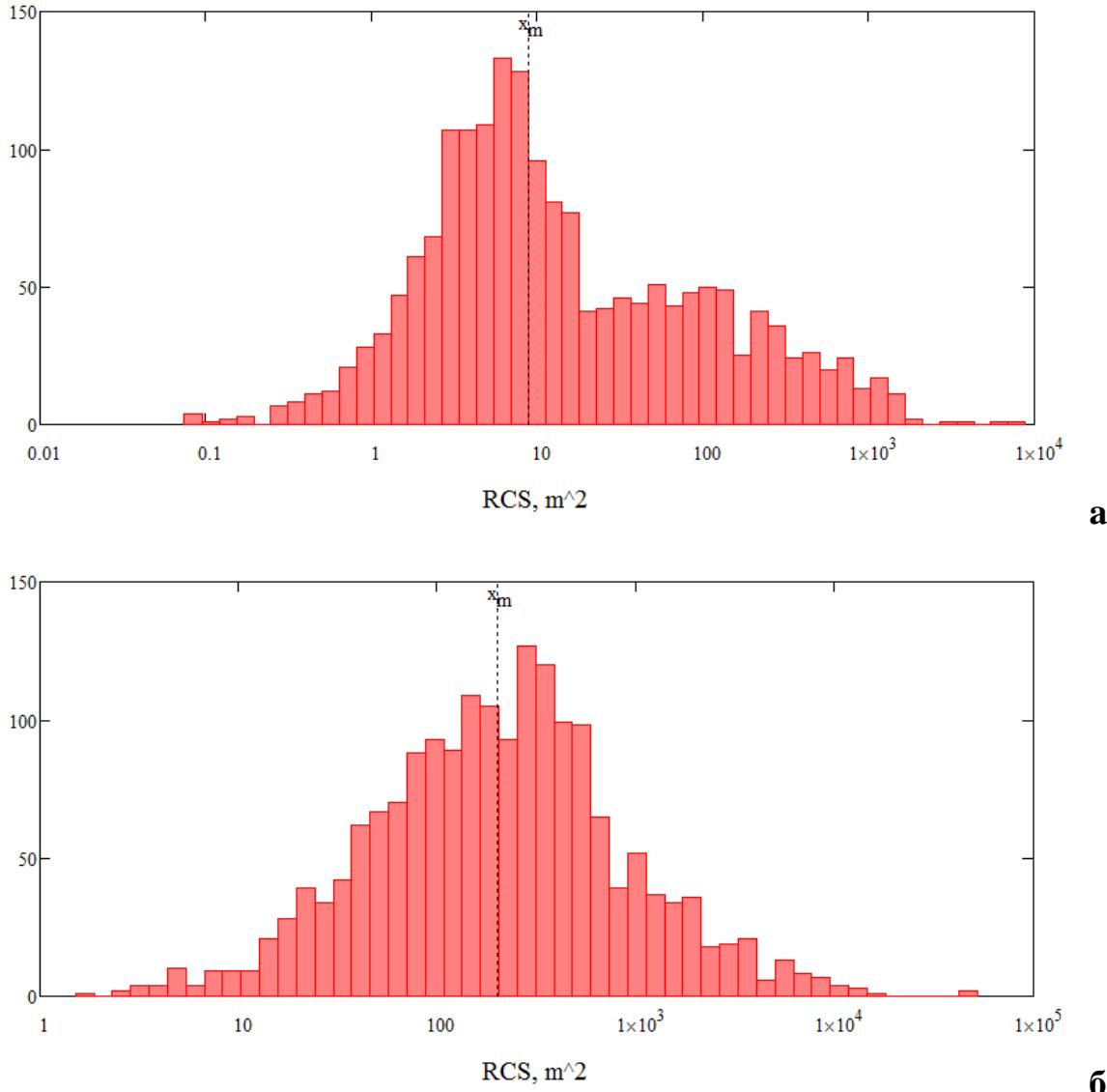


Рис. 2.26 - Гістограми для моделей літаків F15 в азимутальній площині

Центральна гранична теорема теорії ймовірностей дозволяє оцінити середнє значення випадкової величини за допомогою середніх значень даної величини для вибірок. Для кожного випадку можна оцінити похибку, яка в цьому випадку виникає, за допомогою довірчих інтервалів [92]. Вище ми перевірили на відповідність нормальному розподілу отримані генеральні сукупності даних та різні вибірки з цих даних, отже до цих даних можна застосовувати центральну граничну теорему.

Згідно з центральною граничною теоремою [92], середнє значення для кожної вибірки із загальної сукупності буде мати нормальну функцію розподілу ймовірностей

$$F(\bar{x}) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\left(\frac{\bar{x}-\mu}{\sigma}\right)^2} \quad (2.9)$$

Де \bar{x} - середнє значення кожної вибірки з загальної сукупності;

μ - середнє значення поточного вибору з загальної сукупності;

σ - стандартне відхилення для поточної вибірки.

σ згідно з центральною граничною теоремою [92], може бути розраховане за формулою

$$\sigma = \frac{sd}{\sqrt{n}}. \quad (2.10)$$

Де sd – стандартне відхилення (середнє квадратичне відхилення) для розглянутої вибірки;

n - кількість елементів вибірки.

sd визначається за допомогою формули (тут x_i – елементи вибірки)

$$sd = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}. \quad (2.11)$$

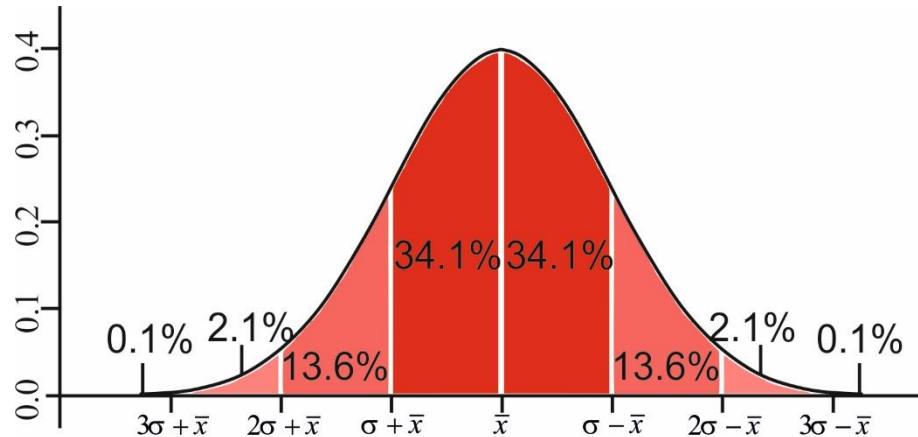


Рис. 2.27 - Правило трьох сигм

Положення середнього значення загальної сукупності μ визначається правилом трьох сигм (див. Рис. 2.27). Відповідно до нього μ з вірогідністю 68.2 % знаходитьться в інтервалі $[\bar{x} - \sigma, \bar{x} + \sigma]$ від середнього значення \bar{x} (1σ інтервал), з вірогідністю 95.4 % в інтервалі $[\bar{x} - 2\sigma, \bar{x} + 2\sigma]$ від \bar{x} (2σ інтервал), та з вірогідністю 99.6 % в інтервалі $[\bar{x} - 3\sigma, \bar{x} + 3\sigma]$ від \bar{x} .

Також можна розрахувати довірчі інтервали в яких буде знаходитися середнє значення для генеральної сукупності з будь-якою наперед заданою ймовірністю [92]. Наприклад 95 % довірчий інтервал визначається, як інтервал від $\bar{x} - 1,96\sigma$ до $\bar{x} + 1,96\sigma$. 70 % та 50 % довірчі інтервали розраховуються, як інтервали від $\bar{x} - 1,03\sigma$ до $\bar{x} + 1,03\sigma$ та від $\bar{x} - 0,67\sigma$ до $\bar{x} + 0,67\sigma$, відповідно.

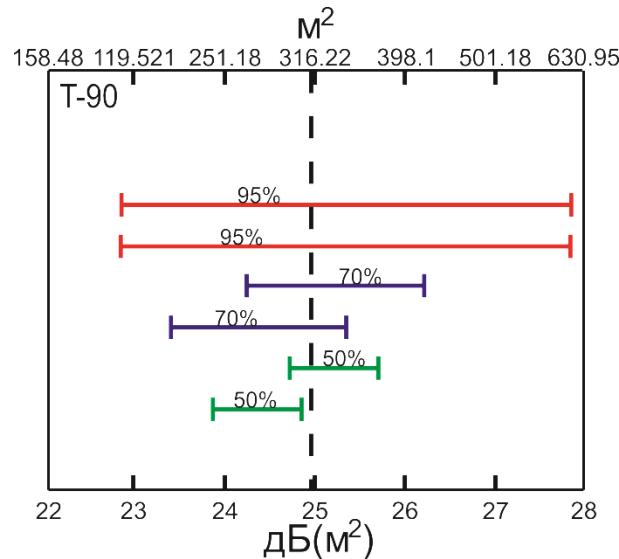


Рис. 2.28 - Різні довірчі інтервали для вибірки з кроком 3° для моделі танку (рис. 2.1)

На Рис. 2.12 вертикальним пунктиром зазначено середнє значення ЕПР для загальної сукупності (дані для танка рис. 2.17)) 24.97 dB від m^2 (тобто 314 m^2). На верхній та нижній горизонтальних осях представлено значення ЕПР в m^2 та в dB від m^2 , відповідно. Горизонтальні лінії демонструють довірчі

інтервали, котрі з заданою ймовірністю мають містити середнє значення загальної сукупності.

З рисунку видно, що вибірка з кроком 3° дає можливість отримати середнє значення ЕПР об'єкта з досить маленькою похибкою, використовуючи при цьому значно менше часу та комп'ютерних ресурсів, ніж для менших кутових кроків. Також, слід відзначити, що усі довірчі інтервали на Рис. 2.28 містять у собі середнє значення для загальної сукупності.

Таблиця 2.1

Результати для F-15 (в м²)

кrok, $^\circ$	\bar{x}	$1 - \sigma$ інтервал	$2 - \sigma$ інтервал	похибка, %
0.2	93.4	[85, 102]	[76, 111]	4.8
0.5	101.4	[86, 117]	[70, 132]	3.3
1	106.7	[86, 127]	[66, 147]	8.8
2	122.4	[82, 163]	[42, 203]	24.7
3	117.8	[81, 154]	[45, 191]	20
5	66.3	[38, 94]	[10, 122]	32.5
10	167.48	[82, 253]	[0, 339]	70.7

Таблиця 2.2

Результати для Boeing 747 (в м²)

кrok, $^\circ$	\bar{x}	$1 - \sigma$ інтервал	$2 - \sigma$ інтервал	похибка, %
0.2	668	[577, 759]	[487, 849]	5.2
0.5	643	[562, 725]	[481, 806]	1.3
1	489	[421, 557]	[353, 626]	23
2	492	[382, 603]	[271, 714]	22.5
3	677	[513, 841]	[349, 1005]	6.6
5	441	[321, 561]	[202, 680]	30.6
10	268	[204, 331]	[140, 395]	57.9

В Таблицях 2.1 та 2.2, відповідно, наведено дані для випадкових (з різним кутовим кроком) вибірок із даних Рис. 2.21 для літаків. Для кожного випадку розраховано середнє значення \bar{x} , а також інтервали $1-\sigma$ й $2-\sigma$. В останній колонці Таблиць 2.1-2.2 можна знайти похибку визначення ЕПР генеральної сукупності (в %), що була розрахована по формулі:

$$\text{error} = \frac{\mu - \bar{x}}{\mu} \quad (2.12)$$

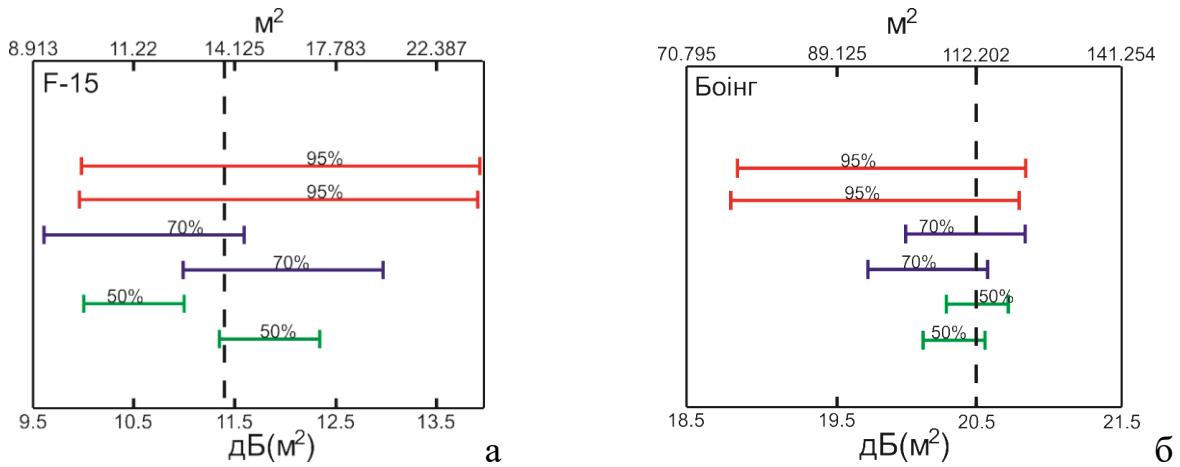


Рис. 2.29 - Довірчі інтервали для вибірки з кроком 3° для моделі літака F-15 (а) та Boeing (б)

З Таблиць 2.1-2.2 видно, що середнє значення для вибірок відхиляється від «точного значення» (середнє значення ЕПР для генеральної сукупності – μ) зі зростанням кроку по куту. Однак, слід розуміти, що відхилення – це випадкова величина, тому можна отримати як мале відхилення для великого кроку (див. наприклад крок 3 в Таблиці 2.2), так і велике відхилення, для маленького кроку (див. наприклад крок 1 у Таблиці 2.2). Довірчі інтервали збільшуються, згідно зі збільшенням кроку по куту. На Рис. 2.29 зображені довірчі інтервали для вибірки з кроком 3° для обох моделей.

На Рис. 2.29 вертикальним пунктиром зазначено середнє значення генеральної сукупності. Горизонтальні лінії показують довірчі інтервали, котрі з

заданою імовірністю містять в собі середнє значення ЕПР для генеральної сукупності.

З цього можна зробити висновок, що вибір кутової сітки з кроком 3 при розрахунку ДЗР дає достовірні дані о радіолокаційній помітності об'єкту. При цьому такий крок дає можливість заощадити час, необхідний для розрахунку ДЗР об'єкту.

2.4 Поняття питомої ЕПР

У цій роботі використовується модель вантажівки КРАЗ. Для того, щоб продемонструвати зниження рівня радіолокаційної помітності об'єкту, розглянуто 2 моделі КРАЗа з РПМ накидкою й без неї (Рис. 2.30 а та б), нижче вони позначені, як модель 1 та 2, відповідно. Обидві моделі створено за допомогою методу, який описано у розділі 2.1.

Як описано у розділі 2.2 із трьох діаграм зворотного розсіяння (ДЗР) можна розрахувати ДЗР для конкретного типу підстильної поверхні (пісок, бетон, трава, і т.п.), який характеризується конкретною ефективною діелектричною проникністю або коефіцієнтом дзеркального відбиття при заданому куті місця або ефективним поверхневим імпедансом [95]. В результаті отримуємо ДЗР - залежність ЕПР об'єкта на підстильній поверхні від азимуту $\sigma_i = \sigma(\varphi_i)$.

Таким чином отримано кутову залежність ЕПР (в квадратних метрах) для двох вищевказаних моделей вантажівки КРАЗ представлено на Рис. 2.30 в. Ця залежність справедлива для горизонтальної поляризації, для бетонної підстильної поверхні (діелектрик без втрат з діелектричної проникністю $\epsilon = 5.5$), для довжини хвилі $\lambda = 10$ см [96].

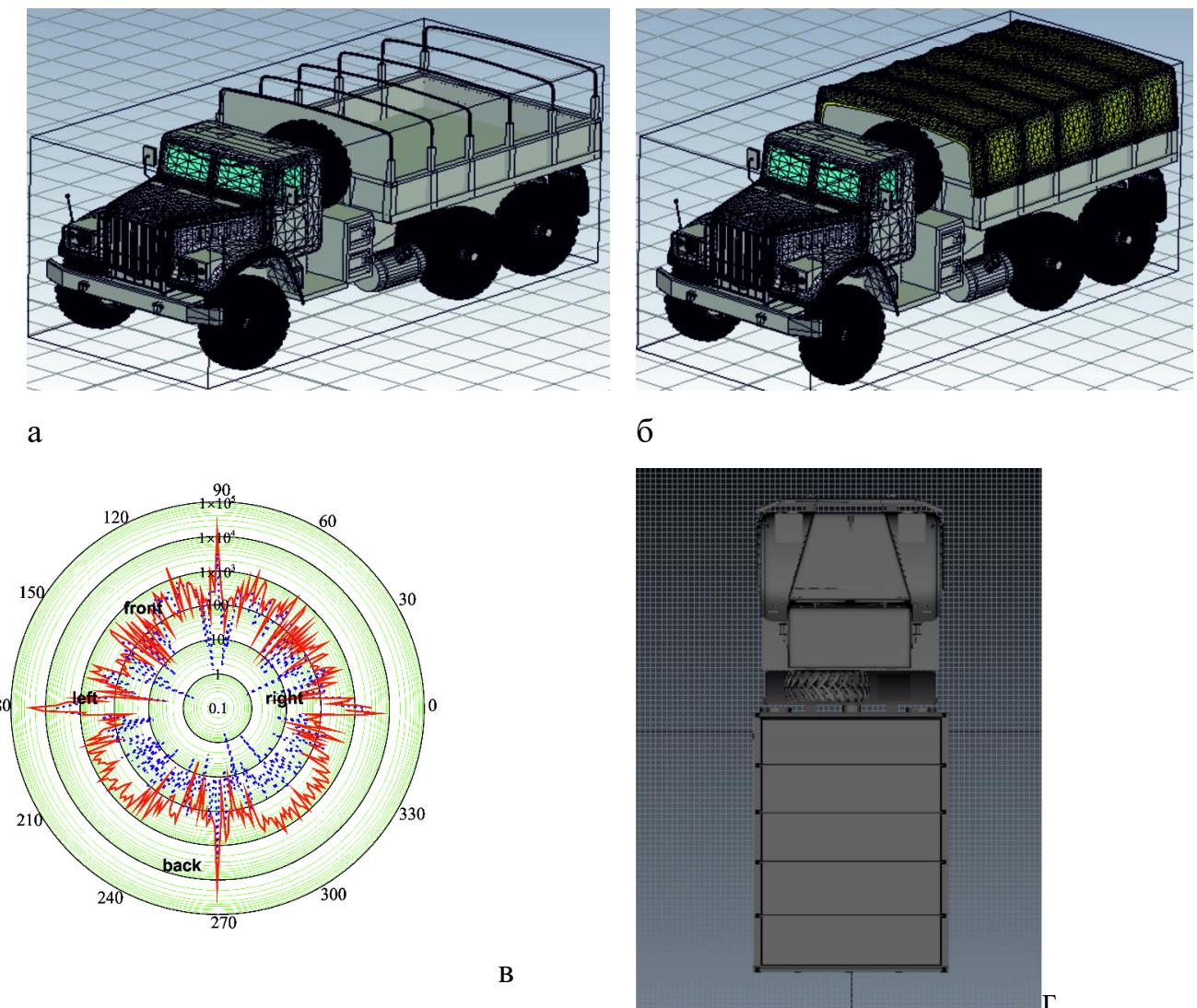


Рис. 2.30 - Досліджувані моделі (а та б) та кутова залежність ЕПР для вихідної (суцільна лінія) і оптимізованої (штрихова лінія) моделі КРАЗа (в) та положення моделі (г)

Радар може запеленгувати об'єкт з різних непередбачуваних напрямків. Отже, для радару ЕПР є деяким випадковим сигналом, і ймовірність виявлення цілі може бути розглянута з точки зору статистики. Для нашого випадку отримана кутова залежність ЕПР має статистичні параметри (в квадратних метрах) представлені в Таблиці 2.3.

Таблиця 2.3.

Дані для ЕПР з Рис. 2.14

Параметр	Модель 1	Модель 2
мінімум	4.668	0.551
максимум	2.782×10^4	6.365×10^3
середнє значення	538.216	188.182
медіана	228.749	62.156

Слід відзначити, що середнє й медіанне значення з Таблиці 2.3 є дуже великими. Це викликано тим, що при розрахунках використовується дзеркальне відбиття від частини підстильної поверхні близької до об'єкта. Інша причина настільки великих значень в Таблиці 2.3 – це наявність деяких «кутових відбивачів» на самій досліджуваній моделі.

Отримані дані представлено на гістограмі (Рис. 2.31), де суцільні стовбці відповідають даним для 1-ої моделі, а порожні - для 2-ої. Тут вісь абсцис відповідає значенням ЕПР в логарифмічній шкалі, а вісь ординат – ймовірності отримання відповідного значення ЕПР.

Звичайно, отримані значення ЕПР можуть бути апроксимовані якимось розподілом ймовірності [95] для спрощення наступних обчислень. Однак, це може спричинити за собою помітні помилки в разі, коли ДЗР має багато гострих піків, що наявні у разі дзеркального відбиття від різних деталей об'єкту. Таким чином, можна без будь-яких апроксимацій розглядати розподіл отриманих даних, як суму дельта функцій з піками в точках, які відповідають розрахованим значенням ЕПР σ_i і мають амплітуду $1/N$ (ймовірність отримати значення ЕПР σ_i):

$$F_{obj}(u) = \sum_{i=1}^N \delta(u - \sigma_i) / N \quad (2.13)$$

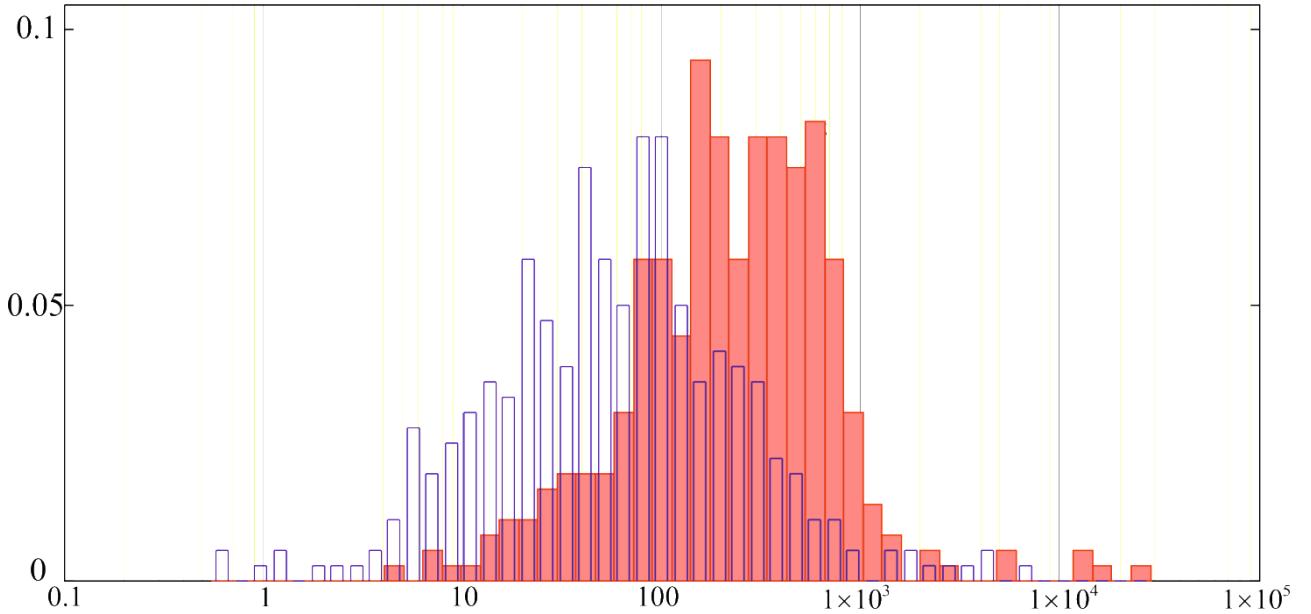


Рис. 2.31 - Гістограма для даних з Рис. 2.30.

У всіх викладках розглянутих вище дифузне розсіювання від підстильної поверхні не бралося до уваги. Підстильна поверхня – це шорстка поверхня, отже її ЕПР є випадковим сигналом [97]. Припустимо, що цей випадковий сигнал задовільняє розподілу Релея

$$F_{bg}(u, s) = (u / s^2) \exp(-u^2 / 2s^2) \quad (2.14)$$

де u – випадкова величина ЕПР;

s – параметр розподілу, який відповідає середньому значенню випадкової величини.

Далі використаємо дані щодо питомої ЕПР деяких підстильних поверхонь із роботи [79]. Для прикладу, бетонна підстильна поверхня в розглянутому випадку (довжина хвилі, кут падіння) має питому ЕПР $\sigma_{sp} = -46.7 \text{ dBm}^2$.

Помноживши це значення на площину освітленої частини підстильної поверхні S_L , отримаємо параметр розподілу для заданої підстильної поверхні $s = \sigma_{sp} S_L$. Освітлена частина підстильної поверхні визначається деякими параметрами радіолокаційної станції (відстань до станції, ширина променю діаграми спрямованості, тощо).

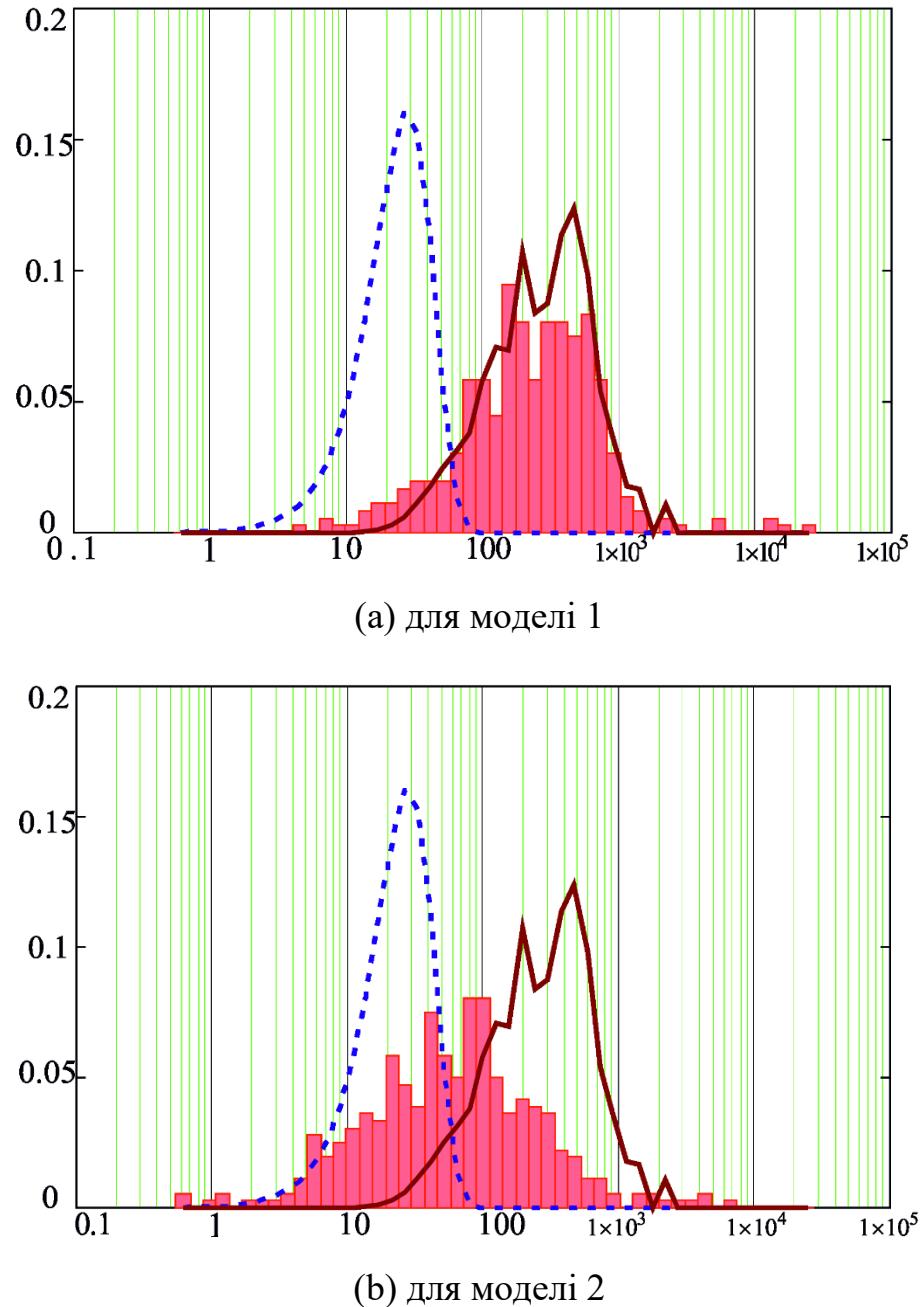


Рис. 2.32 - Повний розподіл вірогідності ЕПР для різних моделей

Тепер необхідно врахувати розподіл ймовірності для даного об'єкту. При розрахунку ЕПР об'єкта не розглядалося дифузне розсіювання від фону. Отже тепер слід додати 2 випадкових сигналі: розрахована ЕПР об'єкту (2.13) і ЕПР фонової поверхні (2.14). Це дає згортку розподілів (2.13) і (2.14) яка може бути розрахована аналітично як сума функцій (2.14) з різницевими аргументами $u - \sigma_i$:

$$F_{obj+bg}(u, s) = \int_0^\infty F_{obj}(v) F_{bg}(u - v_1 s) dv = \sum_{i=1}^N F_{bg}(u - \sigma_i, s) / N \quad (2.15)$$

Таким чином, отримуємо повний розподіл для досліджуваного об'єкту у вигляді суми розподілів Релея.

Розподіл вірогідності (2.15) для розглянутих об'єктів у випадку, коли параметр розподілу Релея дорівнює $s = 20$ показано на Рис. 2.32 для двох розглянутих об'єктів. Штрихова лінія тут позначає розподіл Релея для фонової поверхні. Неперервна ламана лінія – повний розподіл ЕПР об'єкту, отриманий за допомогою формули (2.15). Для моделі 1 ця лінія добре апроксимує розраховану гістограму: цей об'єкт є помітним на тлі підстильної поверхні. Для моделі 2 лінія є спотвореною сильніше, у порівнянні з гістограмою: отже об'єкт є менш помітним.

З отриманого розподілу ймовірності ЕПР можна оцінити ймовірність виявлення для заданої роздільної здатності радару (dr - сторона квадрату, який висвітлює радар на фоновій поверхні). Для цієї мети слід визначити деяке порогове значення ЕПР σ_{th} . Зазвичай σ_{th} вибирається з міркувань, що ймовірність помилкової тривоги повинна дорівнювати P_{fa} (зазвичай, і в цій роботі $P_{fa} = 10^{-4}$). Ймовірність помилкової тривоги P_{fa} – це ймовірність того, що запеленговано буде тільки фон. Отже слід отримати вираз для порогового значення ЕПР σ_{th} .

$$P_{fa} = \int_{\sigma_{th}}^{\infty} F_{bg}(u, s) du = 1 - \int_0^{\sigma_{th}} F_{bg}(u, s) du \quad (2.15)$$

Для випадку, коли F_{bg} це – розподіл Релея (2.13), інтеграл (2.15) можна розрахувати аналітично і звідти отримати вираз для порогового значення ЕПР $\sigma_{th} = (-\ln(P_{fa})2s^2)^{1/2}$.

Тепер можна розрахувати ймовірність виявлення для даної роздільної здатності радару. Вона буде дорівнювати:

$$P = \int_{\sigma_{th}}^{\infty} F_{obj+bg}(u, s) du = 1 - \sum_{i=1}^N \int_0^{\sigma_{th}} F_{bg}(u - \sigma_i, s) du / N \quad (2.16)$$

Для випадку, коли розсіяння хвиль підстильною поверхнею описується розподілом Релея інтеграли в (2.16) можна розрахувати аналітично та виразити за допомогою функцій розподілу ймовірностей для розподілу Релея

$$P = 1 - \sum_{i=1}^N 1 - \exp(-(\sigma_{th} - \sigma_i)^2 / 2s^2) / N \quad (2.17)$$

Також важливо відзначити, що для розрахунку σ_{th} потрібна площа частини фонової поверхні, яку освітлено радаром. Отже, для розрахунку ймовірності виявлення для деякого напрямку (з ЕПР σ_i) необхідно відняти від освітленої частини фонової поверхні видиму площу об'єкту для даного ракурсу. Для випадку, коли видима площа об'єкта для заданого напрямку більше, ніж освітлена частина фонової поверхні, для розрахунку ймовірності виявлення слід використовувати іншу формулу: для випадків $\sigma_i dr^2 / S_i > \sigma_{th}$ додаємо до ймовірності виявлення величину $1/N$.

Як результат, основна формула розрахунку ймовірності пеленгування виглядає наступним чином:

$$P_{det} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \begin{cases} \exp\left(-\frac{(\sigma_{th} - \sigma_i)^2}{2(dr^2 - S_i^{shadow})^2 \cdot 10^{0.2\sigma_{spec}}}\right) & , S_i^{shadow} < dr^2; \\ \frac{dr^2}{S_i^{shadow}} \sigma_i \eta (\sigma_i - \sigma_{th}) & , S_i^{shadow} > dr^2; \end{cases} \quad (2.18)$$

Де $\sigma_{th} [\text{m}^2] = \sqrt{-\ln(P_{fa}) 2\sigma_{bg}^2}$ – порогове значення ЕПР, яке визначається рівнем помилкової тривоги P_{fa} та ЕПР фону $\sigma_{bg} [\text{m}^2]$, яка виражається через питому ЕПР фону $\sigma_{spec} [\text{dB}]$ й елемент роздільної здатності радара $S_{radar} [\text{m}^2] = (dr [\text{m}])^2$, як результат маємо вираз для $\sigma_{bg} [\text{m}^2]$ через “роздільну

здатність радару” $dr[\text{m}]$: $\sigma_{bg}[\text{m}^2] = S_{radar}[\text{m}^2] \cdot 10^{0.1 \cdot \sigma_{spec}[\text{dB}]} = (dr[\text{m}])^2 \cdot 10^{0.1 \cdot \sigma_{spec}[\text{dB}]}$.

Тоді, $\sigma_i[\text{m}^2] = \sigma(\varphi_i)$ розраховані значення ЕПР об'єкту для N ракурсів $i=1\dots N$. $S_i^{shadow} = S_{shadow}(\varphi_i)$ – видима площа об'єкту (площа підстильної поверхні, що затіняється об'єктом), що залежить від ракурсу. Тут $\eta(x)$ – функція Хевісайда (функція одиничного стрибка).

$$\eta(x) = \begin{cases} 1, & x > 0, \\ 0, & x < 0. \end{cases} \quad (2.19)$$

В результаті розрахунку за цією формулою виходить ймовірність виявлення об'єкта на заданому тлі $0 < P_{\text{det}} < 1$. По суті, для конкретного об'єкту ймовірність виявлення виявляється функцією роздільної здатності радара dr і питомої ЕПР фону σ_{spec} . Залежність від вірогідності хибної тривоги корелює з σ_{spec} виразом $\ln(P'_{fa})10^{0.2 \cdot \sigma'_{spec}} = \ln(P''_{fa})10^{0.2 \cdot \sigma''_{spec}}$. Отже, існує така пара значень P'_{fa}, σ'_{spec} , що дає той же результат, що і $P''_{fa}, \sigma''_{spec}$. Таким чином, зміна рівня хибної тривоги з P'_{fa} на P''_{fa} приводить до зміщення вірогідності пеленгування по осі σ_{spec} на:

$$\sigma''_{spec} = \sigma'_{spec} + 5 \lg \left(\ln(P'_{fa}) / \ln(P''_{fa}) \right) \quad (2.20)$$

Наприклад, зміна P_{fa} з 0.0001 до 0.01 еквівалентна збільшенню σ_{spec} на 1.505 dB. Розрахунок затемненої площини (2.18) $S_i^{shadow} = S_{shadow}(\varphi_i)$ здійснюється в наближенні паралелепіпедоподібної форми об'єкту. При будь якому ракурсі будуть видимі три грані паралелепіпеду. Припустимо, що задано висоту h , довжину l та ширину w паралелепіпеду. Тоді при освітленні його джерелом, що має кутові координати θ від зеніту та азимут φ від напрямку уздовж довжини об'єкту, площа тіні може бути розрахована за формулою:

$$S_{shadow}(\theta, \varphi) = h \cdot \tan \theta \cdot (l \cdot |\cos \varphi| + w \cdot |\sin \varphi|) + w \cdot l \quad (2.21)$$

Рис. 2.33 показує залежність затемненої площини від азимутального кута для досліджуваного об'єкту (модель 1) для кута падіння $\theta = 40^\circ$ від зеніту. Після укриття моделі РПМ матеріалом розміри об'єкту суттєво не змінюються.

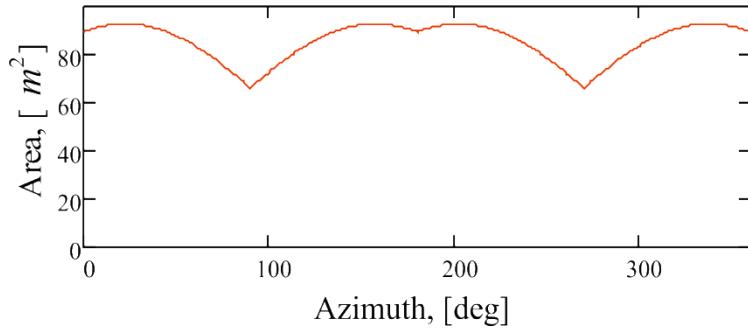


Рис. 2.33 - Затемнена площа для розглянутого об'єкту (висота $h = 4.372\text{m}$, довжина $l = 10.937\text{m}$ та ширина $w = 4.559\text{m}$).

Вся попередня інформація стосувалась об'єкта розташованого на певній поверхні, з метою врахувати дзеркальне відбиття від підстильної поверхні, але без врахування дифузного відбиття від фону. Коли певний фон обрано, наприклад бетонне покриття, для якого для зазначеного кута падіння питома ЕПР дорівнює $\sigma_{spec} = -46.7\text{dB}$, до сигналу від об'єкту додається фоновий сигнал, після чого розраховується повна вірогідність, що виявляється вище порогу помітності для заданого рівня хибної тривоги $P_{fa} = 10^{-4}$. Як результат, отримуємо наступні криві (див. Рис. 2.34).

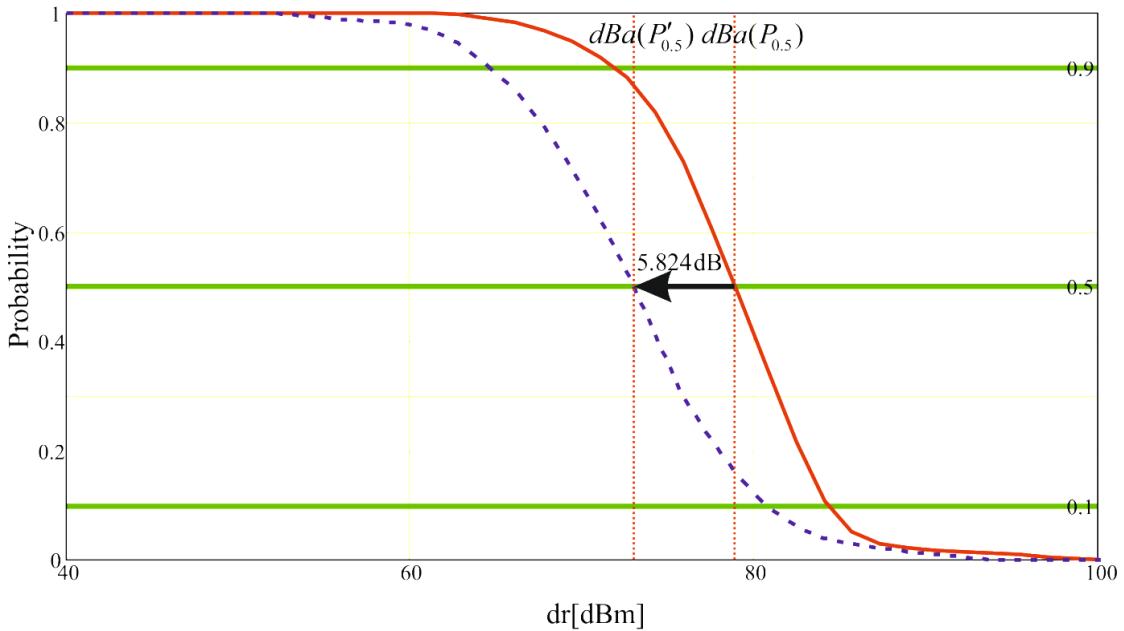


Рис. 2.34 - Залежність вірогідності пеленгування для об'єкту до укриття (суцільна лінія) та після (штрихована лінія) (dr шкала в dBm).

Точки перетину рівня 0.5 відмічені на рисунку, вони відповідають роздільній здатності радару, необхідній для того, щоб виявити ціль з вірогідністю 50%. В такому випадку застосування накидки призводить до зниження необхідної роздільної здатності на $P_{0.5} / P'_{0.5} = 1.955$ чи на 5.824 dB (див. Рис. 2.34). Таким чином, роздільна здатність радару, необхідна для того, щоб виявити об'єкт з вірогідністю 50 % $P_{0.5}$ може бути прийнята, як числове відображення ефективності укриття. Однак, ця величина повинна бути обчислена знову для іншого фону (піску, трави, лісу, тощо).

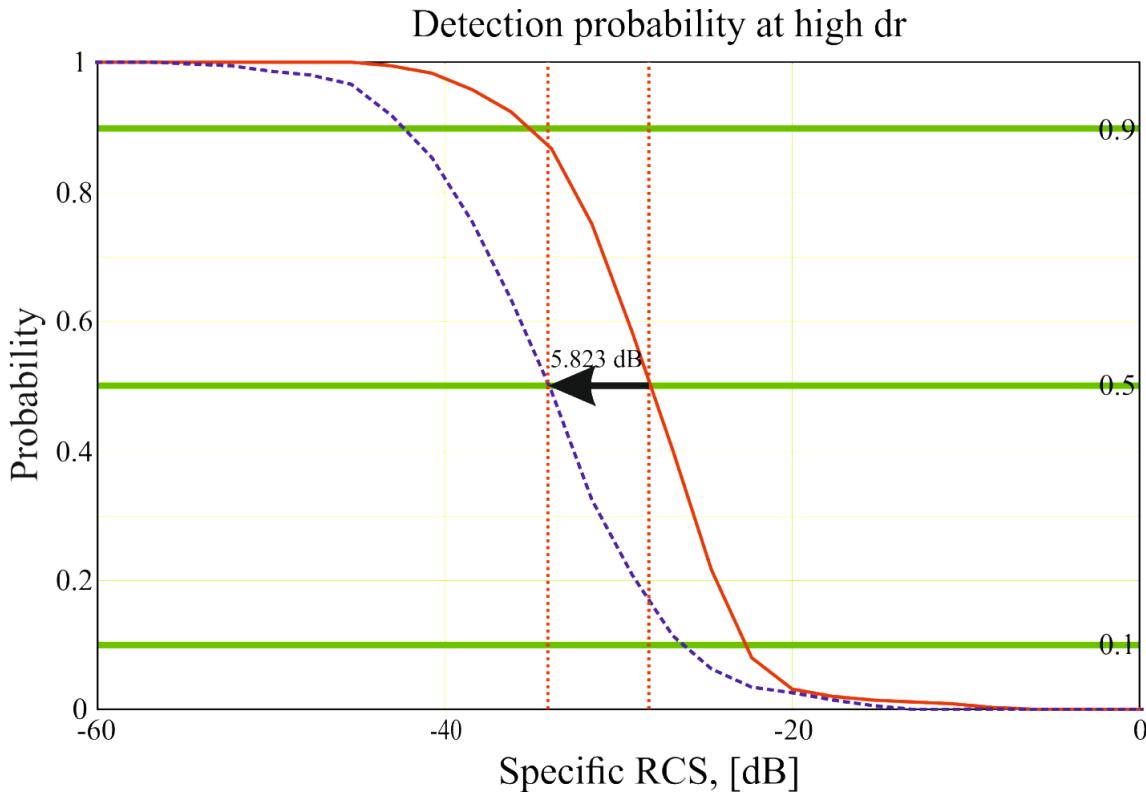


Рис. 2.35 - Залежність вірогідності пеленгування об'єкту від коефіцієнта відбиття фону для заданої роздільної здатності радара до укриття (суцільна лінія) та після (штрихована лінія).

Отже, далі проаналізуємо залежність вірогідності пеленгування від рівня фонового сигналу при фіксованій роздільній здатності радару dr . Дивлячись на формулу (2.18), можна відмітити, що вона поводить себе різним чином для малої роздільної здатності радару (коли елемент роздільної здатності настільки малий, що фон не входить в нього) і для більшої роздільної здатності. Наприклад, на рисунках нижче наведено залежність вірогідності пеленгування від питомої ЕПР фону для роздільної здатності радару $dr_1 = 225.347$ м. (Рис. 2.35) та $dr_2 = 1$ м. (Рис 2. 36). Величина dr_1 була розрахована, як «роздільна здатність, що необхідна для пеленгування об'єкта з вірогідністю 50% на тлі з питомою ЕПР -60 дБ» для об'єкту з накидкою, в той час, як величина dr_2 менша, ніж розмір об'єкту.

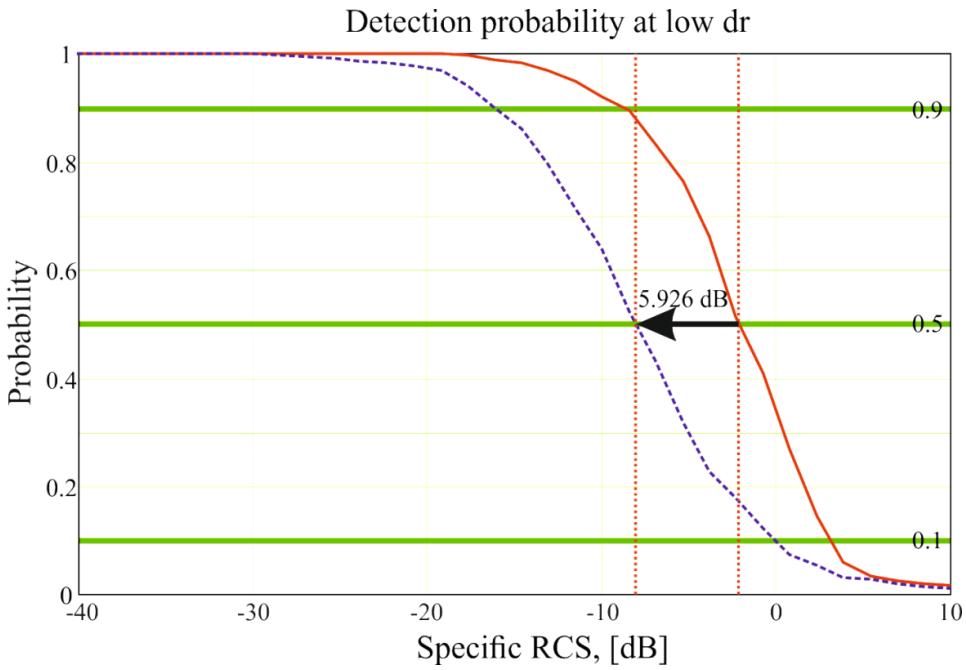


Рис. 2.36 - Залежність вірогідності пеленгування об'єкту від коефіцієнту відбиття тла для заданої роздільної здатності радара dr_2 до укриття (суцільна лінія) та після (штрихована лінія).

Як видно з Рис. 2.35, застосування накидки може бути охарактеризовано пониженням питомої ЕПР фону, яка дає 50 % вірогідність пеленгування радаром із заданою роздільною здатністю. Варто відмітити, що зниження практично ідентичне тому, що було розраховано раніше та дорівнює 5.926 dB.

Аналогічну залежність наведено і на Рис. 2.36.

Щоб зрозуміти, як ймовірність виявлення поводиться при варіюванні роздільної здатності радару та рівня фону побудуємо двопараметричну залежність. На Рис. 2.37 нижче наведено графік такої залежності у вигляді графіка поверхні та ліній рівня. З такого графіку видно, що при роздільній здатності радара, меншій ніж розміри об'єкту (тобто коли працює формула (2.18)), вірогідність пеленгування припиняє залежати від роздільної здатності та залишається постійною. Крім того, в разі високої роздільної здатності при одночасному зменшенні питомої ЕПР на x dB та збільшенні роздільної

здатності на x dB ймовірність пеленгування залишається постійною. По суті, лінію рівня 0,5 (пунктирна крива на малюнку) можна охарактеризувати двома числами: «питомою ЕПР фону, яка при малій роздільній здатності радара забезпечує ймовірність виявлення 0,5», та «ефективним розміром об'єкта», при якому відбувається перехід кривої з режиму константи в режим лінійної залежності. Перший з цих параметрів можна умовно назвати «питомою ЕПР об'єкту» [dB], а другий - «видимої площею об'єкту» [dBm^2].

На Рис. 2.37 представлена подібну залежність для об'єкту до і після застосування маскування. Як видно з графіка з лініями рівня, застосування маскування приводить до зниження ліній рівня вниз на постійну величину при всіх роздільних здатностях радару. Причому, на лінійній ділянці при малій питомій ЕПР це можна інтерпретувати і як зміщення вліво на ту ж саму величину (в децибелах). Саме це зміщення в подальшому пропонується використовувати в якості чисової характеристики ефективності заходів, щодо зниження помітності об'єкта.

Крім ймовірності за рівнем 50% на практиці може становити інтерес й інша ймовірність, наприклад 90% чи 10%, тому окрім середньої лінії рівня має сенс розглянути й лінії рівня по 0,9 та 0,1 (див. Рис. 2.34). У першому наближенні можна вважати, що перехід від рівня 0,9 до 0,1 відбувається більш-менш лінійно в логарифмічній шкалі та симетрично щодо рівня 0,5 (див. штрихову лінію на Рис. 2.38). Таким чином, має сенс крім рівня «питомої ЕПР об'єкту» вказувати також розкид цієї величини при переході від ймовірності 0,1 до ймовірності 0,9. Причому цей розкид має сенс перенормувати на діапазон 0%-100% та вказати у вигляді \pm половинного розкиду. На Рис. 2.38 нижче показано, як саме визначається «перенормоване» значення розкиду. Методика його обчислення зводиться до визначення довжини переходу $10\% - 90\% \Delta\sigma_{10\%-90\%}$, поділу його на 0.8 (приведення до інтервалу 0% – 100%) та поділу на 2 (напівінтервал).

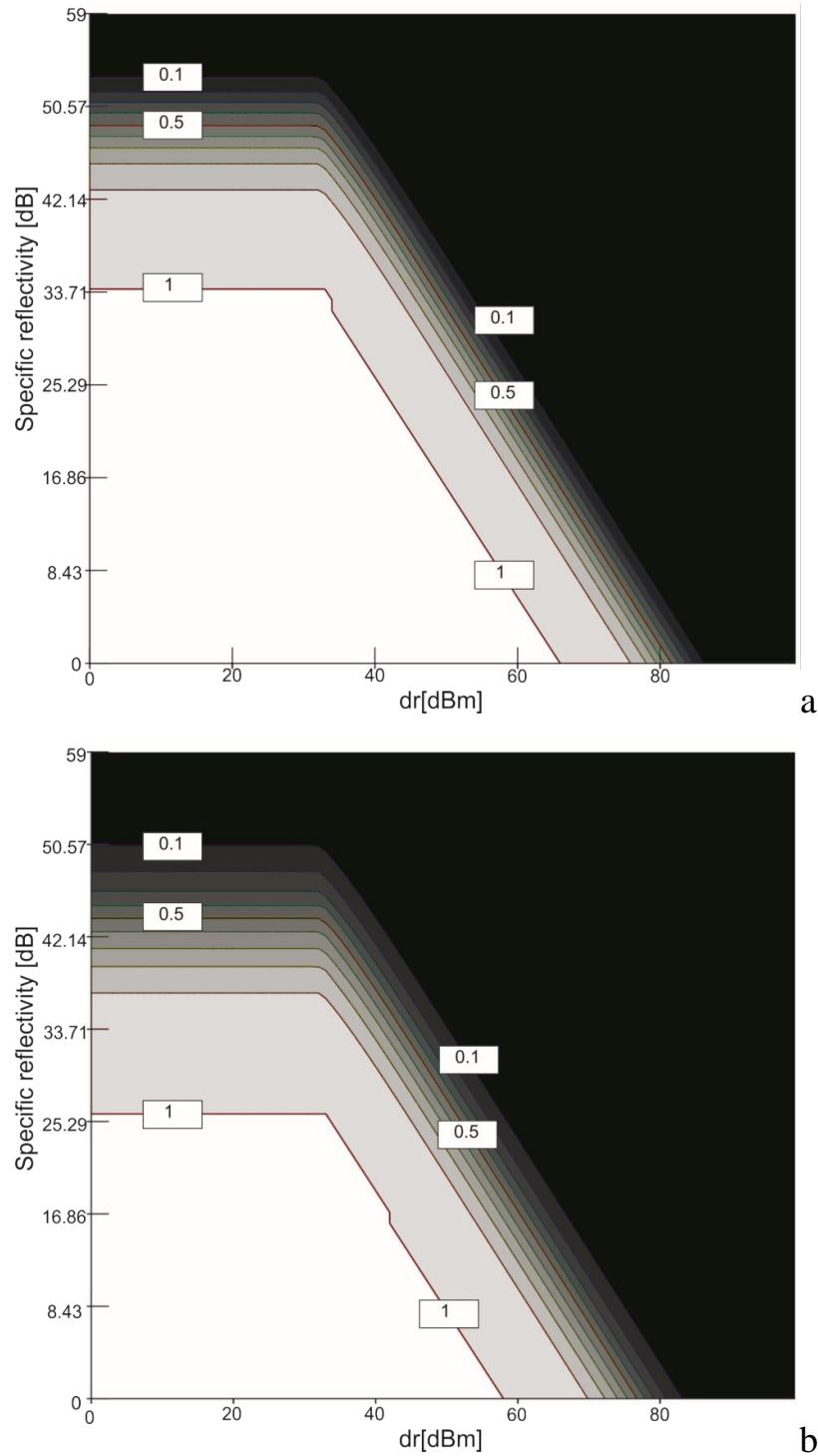


Рис. 2.37 - Залежність вірогідності пеленгування від питомої ЕПР фону та роздільної здатності радару для об'єкта до (а) та після укриття (б). Білий колір відповідає $P_{\text{det}} = 1$, чорний – $P_{\text{det}} = 0$.

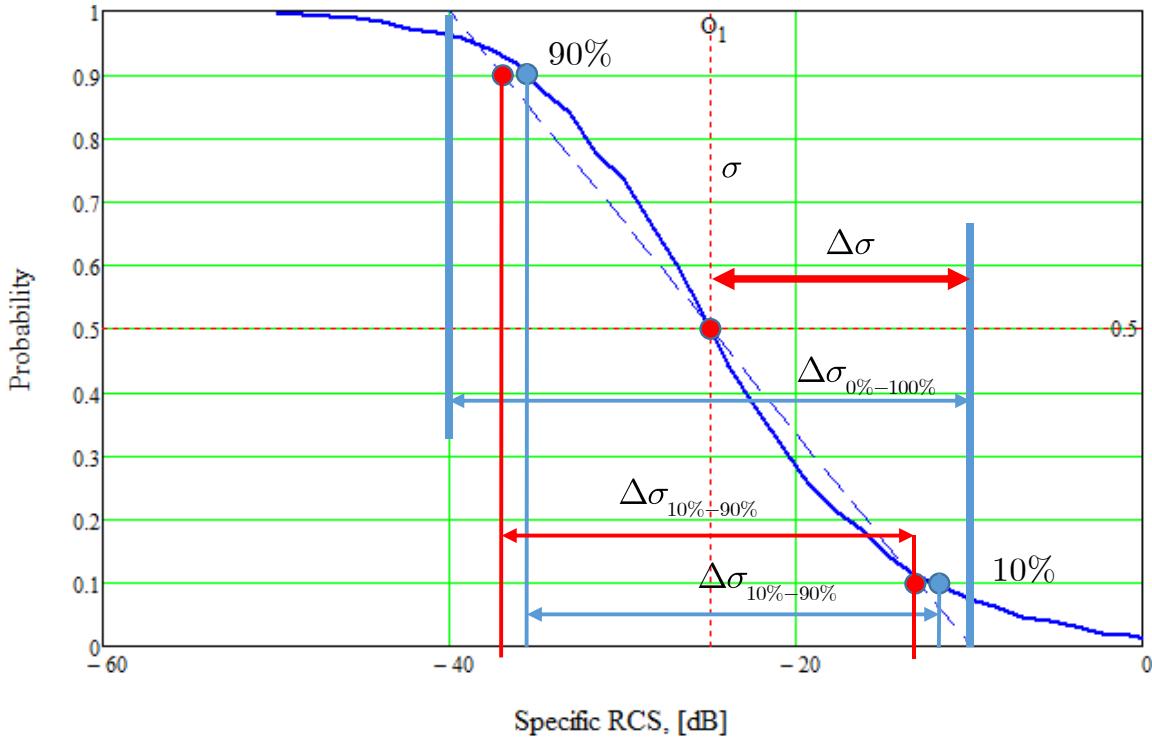


Рис. 2.38 - До розрахунку дисперсії питомої ЕПР об'єкту на прикладі якоїсь залежності ймовірності виявлення від питомої ЕПР фону

Отже, в якості основних параметрів помітності об'єкта визначено:

- питома ЕПР об'єкту σ [dB];
- наведений полурозкид питомої ЕПР об'єкту $\Delta\sigma$ [dB];
- ефективна видима площа об'єкту S [dBm] чи ефективний розмір об'єкту L [m] = $10^{S[\text{dBm}]/20}$.

Наприклад, для даних на Рис. 2.30 видима площа виявилася однаковою для об'єкта до і після маскування: $L = 44.66$ м, $S = 33$ dBm.

Ефективна видима площа виявляється трохи більше, ніж затінена площа (див. Рис. 2.37), через те, що при складанні розподілу ймовірності об'єкта з розподілом Релея, відбувається невелике додаткове зміщення кривих виявлення

вправо, так як у розподілу Релея медіана виявляється трохи менше, ніж найбільш ймовірне значення, яке і задається як параметр ЕПР фону σ_{bg} .

За цими даними можна апроксимувати точну формулу (2.18) наближеним виразом:

$$P_{\text{det}}(dr, \sigma_{\text{spec}}) = \begin{cases} \min\left(1, \max\left(0, 0.5 - \frac{\sigma_{\text{spec}} - \sigma}{2 \cdot \Delta\sigma}\right)\right) & , dr < 10^{S[\text{dBm}^2]/20} \\ \min\left(1, \max\left(0, 0.5 - \frac{\sigma_{\text{spec}} - (\sigma - 20\lg(dr[\text{m}]) + S[\text{dBm}])}{2 \cdot \Delta\sigma}\right)\right) & , dr < 10^{S[\text{dBm}^2]/20}; \end{cases} \quad (2.22)$$

Лінія рівня $P = 0.5$ буде характеризуватися наступними явними виразами для $dr(\sigma_{\text{spec}})$ і $\sigma_{\text{spec}}(dr)$:

$$dr_{50\%}(\sigma_{\text{spec}}) = \begin{cases} [0, L) & , \sigma_{\text{spec}} = \sigma \\ 10^{0.05 \cdot (S + \sigma - \sigma_{\text{spec}})} & , \sigma_{\text{spec}} < \sigma \end{cases} \quad (2.23)$$

$$\sigma_{\text{spec}50\%}(dr) = \begin{cases} \sigma[\text{dB}] & , dr < L \\ \sigma[\text{dB}] - 20\lg(dr[\text{m}]) + S[\text{dBm}] & , dr > L \end{cases} \quad (2.24)$$

Лінії рівня для довільної ймовірності виявлення $P \in [0, 1]$ можуть бути апроксимовані формулами:

$$dr(\sigma_{\text{spec}}, P) = \begin{cases} [0, L) & , \sigma_{\text{spec}} = \sigma - (2P-1)\Delta\sigma \\ 10^{0.05 \cdot (S + \sigma - (2P-1)\Delta\sigma - \sigma_{\text{spec}})} & , \sigma_{\text{spec}} < \sigma - (2P-1)\Delta\sigma \end{cases} \quad (2.25)$$

$$\sigma_{\text{spec}}(dr, P) = \sigma_{\text{spec}50\%}(dr) - (2P-1)\Delta\sigma \quad (2.26)$$

Отже, запропонована методика розрахунку помітності об'єкта дозволяє абстрагуватися від конкретного рівня фонового сигналу та отримати характеристики об'єкту – питому ЕПР, ефективний розмір й розкид питомої ЕПР, які дозволяють наблизено обчислити вірогідність виявлення об'єкта в

умовах довільного рівня відбиття від фону і для довільної роздільної здатності радара.

Числову оцінку зниження помітності пропонується давати у вигляді зниження питомої ЕПР об'єкту $\delta\sigma = \sigma_1 - \sigma_2$, яка пов'язана зі зниженням роздільної здатності радару dr_1/dr_2 простою формулою:

$$\delta\sigma[\text{dB}] = \sigma_1 - \sigma_2 = 20\lg(dr_1/dr_2) \quad (2.27)$$

Окрім роздільної здатності радару також може використовуватись відстань, з якої радар з кутовою роздільною здатністю 1° може виявити об'єкт з ймовірністю 90%. При фіксованій кутовій роздільної здатності дальність виявлення є пропорційною роздільній здатності радару dr , крім того, лінія рівня 90% знижується паралельно з лінією рівня 50% (див. Рис. 2.37). Це означає, що зміна дальності виявлення (D) також може бути виражена через зміну питомої ЕПР:

$$\begin{aligned} \delta\sigma[\text{dB}] &= \sigma_1 - \sigma_2 = 20\lg(D_1/D_2) \\ D_1/D_2 &= 10^{(\sigma_1 - \sigma_2)/20} \end{aligned} \quad (2.28)$$

Крім того, завдання питомої ЕПР з розкидом $\sigma \pm \Delta\sigma$ і ефективного видимого розміру $L[\text{m}]$ (чи видимої площині $S[\text{dBm}]$) дозволяє приблизно розраховувати всі необхідні характеристики пеленгування:

- через задану ймовірність виявлення та питому ЕПР фону можна розрахувати необхідну роздільну здатність радара (формула (2.13));
- при заданій роздільній здатності радара можна розрахувати рівень фону, що забезпечує дану ймовірність виявлення (формула (2.14) і (2.12));
- по заданим питомій ЕПР фону та роздільній здатності радара визначити вірогідність пеленгування (формула (2.10)).

Варто зазначити, що питома ЕПР об'єкту безпосередньо може порівнюватися з питомою ЕПР фону, що дає змогу відразу зробити висновок

щодо помітності об'єкта на такому тлі з використанням досить хороших засобів розвідки (з роздільною здатністю, меншою за розмір об'єкта) [98].

Висновки до розділу 2

Базуючись на проведених вище дослідженнях для наземних та повітряних цілей можна на основі розрахунків ЕПР з великим кутовим кроком зробити висновки щодо середнього значення ЕПР для об'єкту та визначити довірчі інтервали в яких буде знаходитися це середнє значення з заданою ймовірністю.

Зокрема, можна зробити висновок, що задля отримання відносної похибки не більшої за $\sim 20\%$ для кожної з проаналізованих вище моделей слід вибрати кутовий крок не більший за 3° . Задля уникнення інших похибок, розрахунок слід провести декілька разів з новими вибірками.

Досліджено можливості простого характеризування помітності об'єкту складної форми та порівняння помітності різних об'єктів або початкової моделі об'єкту та моделі з запропонованими для зменшення помітності змінами. Визначено співвідношення між питомою ЕПР фону, роздільною здатністю радару та ймовірністю пеленгування об'єкту. Введено поняття питомої ЕПР об'єкту, що дає змогу порівнювати помітності різних об'єктів. Також безпосереднє порівняння питомої ЕПР об'єкту з питомою ЕПР фону дозволяє відразу зробити висновок щодо помітності об'єкта на такому тлі з використанням досить хороших засобів розвідки (з роздільною здатністю, меншою за розмір об'єкта).

Результати цього розділу відображені в роботах автора [89, 83, 96, 90, 91, 80, 98].

РОЗДІЛ 3

Декомпозиційна методика вимірювання ЕПР

Для проведення достовірної оцінки ЕПР того чи іншого об'єкту та перевірки числових методів розрахунку необхідними є експериментальні методи визначення ЕПР.

Відомий метод вимірювання ЕПР [99] засновано на випромінюванні зондуючого сигналу і вимірюванні потужності прийнятого від об'єкта сигналу. ЕПР визначається в дальній зоні, де розсіяна об'єктом хвиля є плоскою хвилею (така ж вимога має задовольнятися і для антени - об'єкт повинен розташовуватися в дальній зоні антени).

Недоліком вищезгаданого методу є те, що вимірювання ЕПР об'єкта в дальній зоні є складним завданням, та часто не реалізується на практиці за певних співвідношень між розмірами об'єкта та робочою довжиною хвилі радара/РЛС, через неможливість забезпечення необхідної (часто дуже великої) відстані від об'єкта/розсіювача до РЛС.

Відомим є спосіб вимірювання ЕПР об'єктів [100], що включає опромінення, встановленого на поворотній платформі об'єкта та вимірювання потужності відбитого від об'єкта сигналу за допомогою РЛС в горизонтальній площині. У цій же площині проводиться вимірювання і для еталонного відбивача. І далі за відомою формулою обчислюється ЕПР об'єкта. Весь процес вимірювання ЕПР аналога відбувається в дальній зоні .

Недоліком є недостатня точність вимірювання ЕПР об'єкта через необхідність проводити вимірювання для надвисокочастотних РЛС на дуже великих відстанях для великогабаритних об'єктів вимірювання. І як наслідок, часто фізична неможливість проводити такі вимірювання в дальній зоні.

В даній роботі пропонується удосконалення способу вимірювання ефективної поверхні розсіювання об'єкта в близькій зоні шляхом використання

декомпозіційної методики для підвищення точності вимірювання ЕПР об'єкта і для отримання можливості практичної реалізації таких вимірювань за рахунок їх проведення в біжній зоні по-фрагментно для різних частин об'єкту.

Декомпозиційна методика може бути використана, як для вимірювання моностатичної ефективної площин розсіювання (ЕПР) об'єктів на відкритих полігонах, так і в закритих приміщеннях, в лабораторних умовах. Так само, методика може бути використана для виявлення найбільш радіолокаційно помітних фрагментів великогабаритного об'єкта, що вносять визначальний, максимальний внесок у сумарну/загальну ЕПР даного об'єкта.

3.1 Основи декомпозиційної методики

Добре відомо, що ефективну поверхню розсіяння (ЕПР) можна розглядати як кількісну міру здатності об'єкта розсіювати падаючу хвиллю. ЕПР - це площа фіктивної плоскої поверхні, яку розташовано по нормальні до напрямку хвилі падаючої площини, і є ідеальним та ізотропним перевідбивачем, який, у випадку якщо його розміщено у місці розташування цілі, створює в приймальній антені радару таку ж густину енергії як і реальна ціль. ЕПР σ можна розрахувати за допомогою наступної формули

$$\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \frac{P_2}{P_1}. \quad (3.1)$$

Тут P_1 густина потужності падаючої хвилі біля розсіювача, P_2 густина потужності розсіяного поля поблизу приймальної антени, R відстань від розсіювача до приймальної антени. Нескінченна межа в (3.1)той факт, що ЕПР визначається в дальній зоні, де розсіяна хвіля стає плоскою (така ж умова повинна виконуватися і для антени – об'єкт повинен розташовуватися в дальній зоні для антени). В дальній зоні розсіяна потужність зменшується з відстанню

як R^{-2} [101], отже ЕПР може бути просто визначена, як коефіцієнт відбиття помножений на 4π .

Важливою умовою є розташування радару у дальній зоні відносно об'єкту. Для електромагнітного поля з довжиною хвилі λ відстань дальньої зони визначається як

$$L = \frac{2D^2}{\lambda}, \quad (3.2)$$

де D – максимальний розмір розсіювача.

Відстань дальньої зони відносно антени може бути визначена також за формулою (3.2), але розмір антени зазвичай є значно меншим за розмір об'єкту.

Для прикладу розрахуємо відстані дальньої зони для об'єкта розміром $D=5$ м. для різних довжин хвилі за допомогою формул (3.2) (див. Таблицю 3.1).

Таблиця 3.1

Відстань дальньої зони для різних випадків

Довжина хвилі, см	Відстань дальньої зони, м
0.3	16 667
0.8	6250
3	1667
10	500

Таким чином, безпосереднє проведення вимірювань ЕПР на таких відстанях є технічно складним та неможливим для малих довжин хвиль.

Для об'єктів складної форми ЕПР непередбачувано змінюється в залежності від кута, під яким радар бачить ціль $\sigma = \sigma(\theta, \varphi)$. Тут φ – азимутальний кут, який визначає напрямок в азимутальній площині, а θ – кут місця, який визначає висоту радара над землею.

Зазвичай для оцінки видимості об'єкта слід визначити ЕПР для різних азимутальних кутів φ , та для кутів місця в секторі $0\text{--}60^\circ$.

У випадку, якщо вимірювання ЕПР проводяться у дальній зоні для кута місця θ радар повинен бути розташований на висоті $h = L \sin \theta$ над земною поверхнею. Необхідна висота розташування радара для різних довжин хвиль поля та кута місця $\theta = 45^\circ$ наведені у Таблиці 3.2.

Таблиця 3.2

Необхідна висота радара

Довжина хвилі , см	Необхідна висота підйому радара, м
0.3	11 785
0.8	4419
3	1179
10	354

Очевидно, що вимірювання з наведених у Таблиці 3.2. висот є технічно складними (або неможливими).

Щоб уникнути описаних вище труднощів у даній роботі запропоновано декомпозиційну методику [102, 103] вимірювання ефективної поверхні розсіювання в полігонних умовах, яка включає опромінення об'єкта, вимірювання потужності відбитого від об'єкта вимірювання сигналу за допомогою радару і запис відбитих сигналів [104].

Дана методика полягає в тому, що вимірювання коефіцієнта відбиття проводяться в ближній зоні (з відстані кілька метрів від об'єкта). При цьому, через те, що радар має вузьку діаграму спрямованості, висвітлюється тільки частина об'єкта і одне вимірювання дозволяє визначити коефіцієнт відбиття тільки для частини об'єкта. Для отримання ЕПР всього об'єкта проводиться серія вимірювань, в ході яких радар по черзі висвітлює різні частини об'єкта.

Для кожної з частин об'єкта шляхом порівняння з еталонним розсіювачем визначається її ЕПР:

$$\sigma_{ob} = \frac{P_{ob}}{P_{em}} \sigma_{em} \quad (3.3)$$

де σ_{em} - ЕПР еталона;

P_{em} – потужність в приймачі при опроміненні еталона;

P_{ob} – потужність в приймачі при опроміненні об'єкта.

Середня (некогерентна) ЕПР всього об'єкта $\bar{\sigma}$ визначається за формулою:

$$\bar{\sigma} = \sum_{i=1}^N \sigma_i. \quad (3.4)$$

Обґрунтуванням такого підходу можна вважати способи оцінки середньої ЕПР складних циліндричних конструкції, запропонований в книзі [16].

Також подібним до декомпозиційної методики є спосіб розрахунку ЕПР складних РЛ цілей [60]. В цій роботі для числових розрахунків ЕПР об'єкту необхідно розбити його поверхню на сукупність простих елементів - фацетів, і оцінити внесок кожного з них, на відміну від декомпозиційної методики розмір фацетів повинен бути більше довжини хвилі (в декомпозиційній методиці розмір кожного елементу становить 3-10 λ).

Запропонована методика підходить для вимірювання ЕПР об'єкта будь-якої складної форми і передбачає проведення вимірювань в біжній зоні об'єкта. Це призводить до того, що хвилі, якападає на об'єкт, не є плоскою [105, 106] - її хвильовий фронт має колоколоподібну форму з центром, що збігається з центром освітленої частини об'єкта (центром «плями» на об'єкті). Однак, при вимірах сусідні «плями» будуть частково накладатися одна на іншу, що приведе до компенсації впливу неоднорідностей амплітудного розподілу на результати вимірювань.

Пропонується переміщувати вимірювальний радар таким чином, щоб освітлювані плями на об'єкті стикалися за рівнем половинної потужності.

Приклад 1. Вибір кількості частин, на які розбивається об'єкт при вимірах.

У разі якщо ширина діаграми спрямованості антени радара в горизонтальній площині дорівнює $\Delta\phi_x$, у вертикальній площині - $\Delta\phi_y$, а відстань від радара до об'єкта R , то із простих геометричних міркувань, розміри освітленої плями на об'єкті визначаються наступним чином

$$\Delta x = 2R \tan(\Delta\phi_x/2), \Delta y = 2R \tan(\Delta\phi_y/2). \quad (3.5)$$

Відстань вибирається таким чином, щоб розміри фрагментів, на які розбивається об'єкт, складали $3 \div 10\lambda$ (точні розміри визначаються зручністю проведення вимірювань в кожному конкретному випадку [107]). Для радара з шириною діаграми спрямованості (ДС) 20 градусів в горизонтальному і вертикальному напрямку для отримання фрагментів розміром 4λ відстань від об'єкта до радара має становити 113 см (для $\lambda = 10$ см), а розмір опроміненої «плями» (фрагмента об'єкту) по рівню половинної потужності дорівнює 40 см.

Приклад 2. Представимо конкретне застосування даного способу.

На Рис.3.1 представлено пристрій, що реалізує заявлений декомпозиційний спосіб вимірювання ЕПР в близькій зоні.

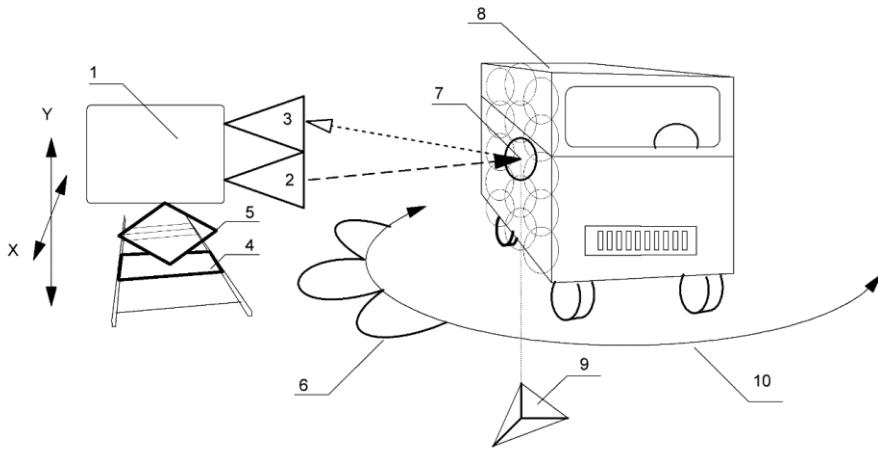


Рис. 3.1 - Реалізація декомпозиційного способу вимірювання ЕПР.

Пристрій складається з радара / РЛС 1, передавальної антени 2, прийомної антени 3, пристрою для сканування в горизонтальній площині 4, пристрою для

сканування в вертикальній площині 5. Також на фіг. 1 позначено фрагмент діаграми ЕПР об'єкта, в разі обертання об'єкта 6, фрагмент об'єкта, кругла «пляма» 7, об'єкт сканування 8, еталонний відбивач 9, платформа, що обертається, 10.

Пристрій, що реалізує спосіб вимірювання ЕПР великоважівних об'єктів в близькій зоні, працює наступним чином. На платформу - пристрій сканування в горизонтальній 4 і вертикальній 5 площинах, встановлюється радар / РЛС 1, що має прийомну 3 і передавальну 2 антени. При чому РЛС 1 знаходиться на деякому віддаленні від об'єкта сканування 8. Радар 1 переміщуючись дискретно вздовж осей Х і У по черзі «висвітлює» послідовні фрагменти об'єкта / ЕПР 7 з яких складається згідно (1) результуюча ЕПР всього об'єкта.

Приклад 3. Схему застосування декомпозіційної методики представлено на Рис. 3.2. Великоважівний об'єкт складної форми - а) опромінюється радаром, розташованим перпендикулярно до площини об'єкта. Сканування об'єкта радаром / РЛС відбувається дискретно в силу того, що сам радар переміщається покроково за двома координатними осями Х і У (див. Рис. 3.2). Крок переміщення РЛС задається виходячи з того, щоб освітлювані РЛС фрагменти («плями» - 1, 2, 3 ... N на Рис. 3.2) на об'єкті стикалися за рівнем половинної потужності .

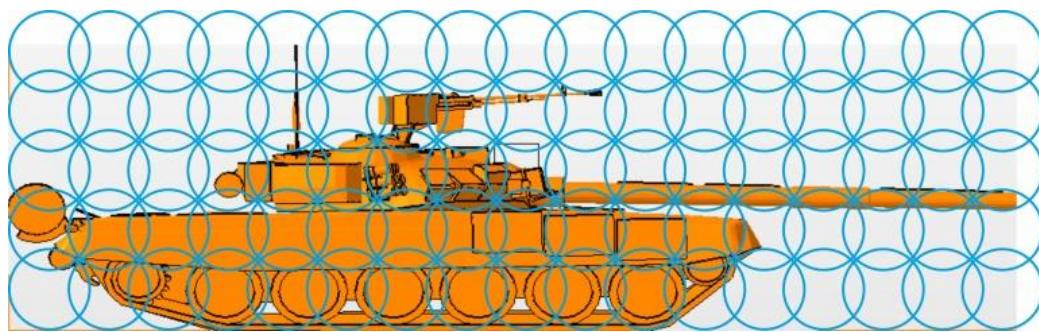


Рис. 3.2 - Розділення об'єкту складної форми на фрагменти в декомпозиційній методиці.

Таким чином, запропонований спосіб дозволяє вимірювати більші фрагменти об'єктів, що не вимагає застосування складних обчислювальних

комплексів і програм, як у випадку з розбиокою об'єкта на елементарні фацети. При цьому точність вимірювання декомпозиційною методикою є досить великою.

За рахунок проведення вимірювань в біжній зоні, спосіб, що заявляється, дозволяє розширити технічні можливості вимірювання ЕПР великогабаритних об'єктів. Через малі габарити вимірювальної установки (Рис. 3.2), вимірювання можна проводити, як в польових, так і лабораторних умовах, при цьому не тільки в горизонтальній площині, а й під різними азимутними кутами й кутами місця.

3.2 Числове тестування декомпозиційної методики

Для демонстрації ефективності методики було проведено числовий експеримент. Модель танка Т-90 була обрана як тестовий об'єкт. Розміри розглянутого об'єкта мають такі значення довжина - 9530 мм, ширина - 3780 мм, висота - 2730 мм. Модель була створено як показано в розділі 2.1.

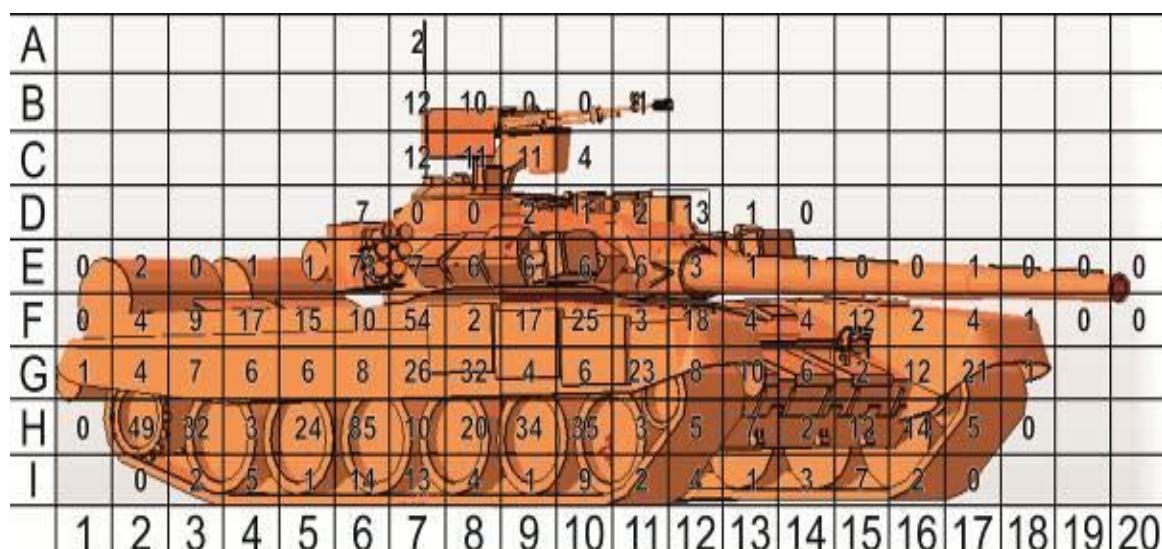


Рис. 3.3 - Модель танка Т-90 та відбиті сигнали для кожного фрагменту (у $\text{м}^2 \cdot 100$).

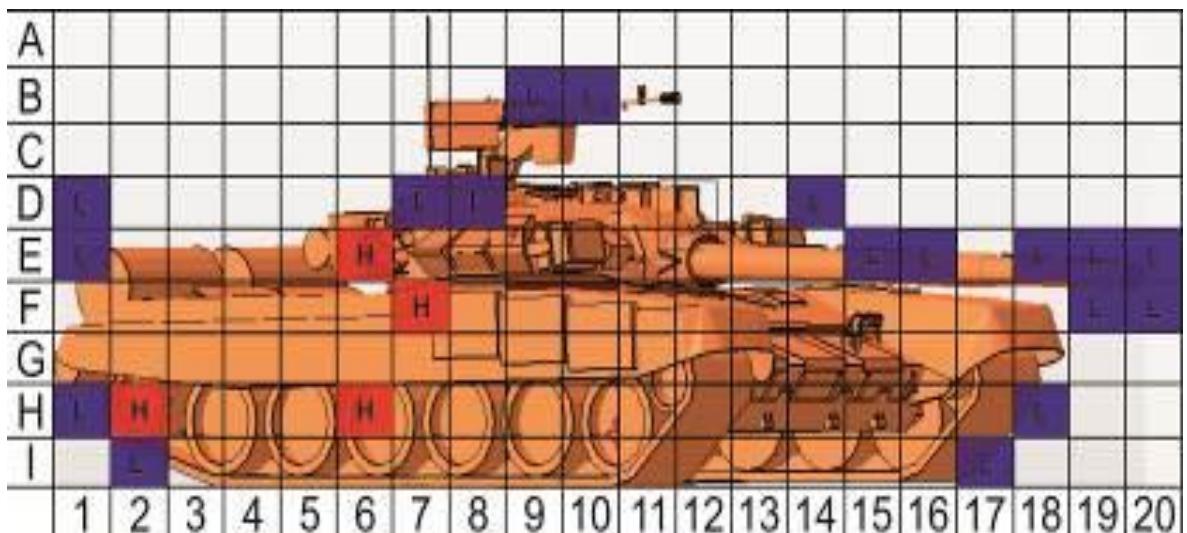


Рис. 3.4 - Фрагменти досліджуваного об'єкту з найбільшим та найменшим рівнем відбиття.

Розрахунки проводились на довжині хвилі 10 см, поляризація - горизонтальна, напрямок візуування об'єкта радаром: кут місця $\theta = 0^\circ$ (у горизонтальній площині) і азимутальний кут $\varphi = 45^\circ$. Досліджуваний об'єкт (модель танка Т-90) складається з ідеально провідного матеріалу[108].

Для використання декомпозиційної методики розглядаємо проекцію об'єкта на площину, перпендикулярну напряму обзору. Розміри проекції 7730 мм. x 2730 мм. Для того, щоб застосувати методику, розділяємо об'єкт на фрагменти розмірами: ширина 400 мм, висота 300 мм (див. Рис.4.4). Таким чином, об'єкт розділено на 113 окремих елементів, ще 67 виявились фрагментів порожніми (див. Рис.3.4).

Результати розрахунків ЕПР для кожного фрагменту показано на Рис.3.3 в $m^2 \cdot 10^2$. Середню ЕПР об'єкту отримано за допомогою некогерентного сумування за формулою (3.4), вона дорівнює $\bar{\sigma} = 9.96 m^2$. Найбільший внесок в повний сигнал, відбитий від об'єкту, вносять відмічені фрагменти (Н2, Н6, Е6 та F7), показані на Рис.3.4. Слід зазначити, що найвищий рівень відбиття цих елементів пояснюється наявністю таких елементів поверхні, як кутові

відбивачі [82]. Слід звернути увагу на те, що деякі елементи об'єкту не є пустими, але дають дуже невеликий внесок в повну ЕПР об'єкту (B9, B10, D1, D7, D8, D14, E1, E15, E16, E18, E19, E20, F19, F20, H1, H18, I2, I17).

Тепер можна порівняти одержану за допомогою методики декомпозиції середню ЕПР $\bar{\sigma}$ з ЕПР для повного об'єкта для відповідного напрямку візуування. Але в реальних вимірах дуже важко вибрати якийсь точний напрям, тому ця методика дозволяє оцінити деяку усереднену величину ЕПР в кутовому діапазоні, близькому до відповідного напрямку. Ще однією причиною усереднення ЕПР повного об'єкта є те, що за допомогою методики декомпозиції ми отримуємо усереднену ЕПР за допомогою некогерентного підсумовування внесків різних фрагментів.

У таблиці 2.3 нижче порівнюються результати декомпозиційної методики $\bar{\sigma}$ з середніми ЕПР для різних кутових діапазонів з різними кроками у горизонтальній площині.

Таблиця 3.3

Порівняння ЕПР для повного об'єкту усередненого в деякому діапазоні кутів з результатом декомпозиційної методики $\bar{\sigma} = 9.96 \text{ м}^2$

Діапазон кутів ϕ	кутовий крок	середня ЕПР (м^2)	Різниця у порівнянні з $\bar{\sigma}$ у %
$43^\circ-47^\circ$	0.1°	11.19	12.42
$40^\circ-50^\circ$	0.1°	11.44	14.93
$35^\circ-55^\circ$	0.2°	12.38	24.3
$35^\circ-55^\circ$	1°	13.68	37.3

З таблиці 3.3 очевидно, що при зменшенні діапазону кутів усереднення $\Delta\phi$ отримана величина ЕПР наближається до результату отриманого методикою декомпозиції $\bar{\sigma}$. Тим не менше, навіть результати для сектору 20 градусів та

достатньо великого кута в 1 градус все ще співвідносяться з шуканою величиною. На Рис. 3.5 можна знайти порівняння результата декомпозиційної методики (ламана лінія) зі значеннями ЕПР для повної моделі в діапазоні кутів від 35° до 55° з кроком 0.2° (суцільна крива).

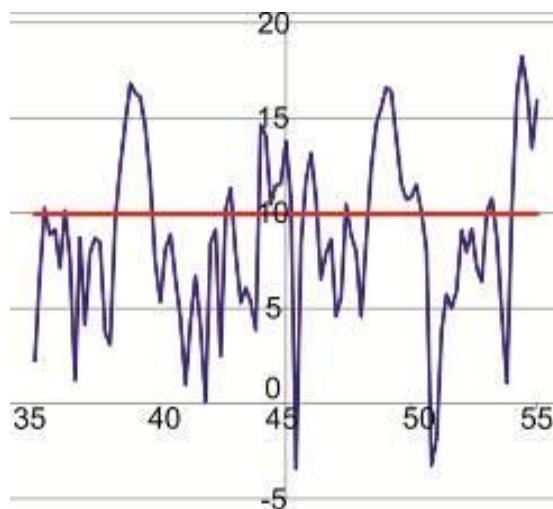


Рис. 3.5 - Порівняння результатів розрахунку для повної моделі (горизонтальна лінія) та різних фрагментів отриманих за допомогою декомпозиційної методики.

З таблиці 3.3 та рис. 3.5 очевидно, що результат деком позиційного методу близький до усередненої ЕПР об'єкту. Отже, декомпозиційна методика може бути використаний для оцінки ЕПР складних об'єктів.

3.3 Числове моделювання декомпозиційною методикою

Для перевірки експериментальних даних, що будуть наведені у наступному параграфі було проведено числове моделювання. Для проведення числове моделювання було обрано розрахункову програму SAVANT. У цій програмі у якості джерела опромінення були задані параметри пристройв малогабаритних вимірювань МВКВ, що описані у параграфі 3.4.1. На Рис. 3.6

представлено діаграмами спрямованості антен. Червоним виділені сектори, що відповідають куту $\Delta\varphi_x$. Okremo у графічному редакторі було створено модель досліджуваного об'єкту тактичної броньованої колісної машини (ТБКМ), як показано у розділі 2.

Відстань до об'єкту обиралася таким чином, щоб антена знаходилася у дальній зоні опроміненої ділянки поверхні об'єкту, у той же час знаходячись у близькій зоні відносно усього об'єкту.

Для проведення моделювання відстань між антеною та об'єктом було обрано наступним чином: 2м для вимірювання за допомогою МВКВ діапазону 8мм, та 4м для вимірювання за допомогою МВКВ діапазону 3см.

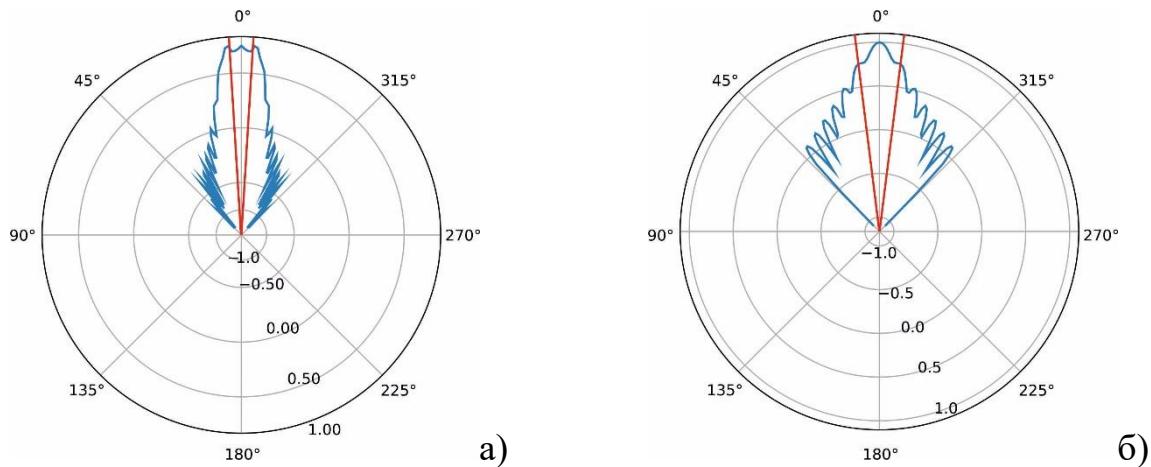


Рис. 3.6 Діаграми спрямованості антен пристройів МВКВ а)3см, і б)8мм.

При проведенні експериментальних вимірювань антена калібрується по відбиттю від пласкої металічної пластини з розмірами 80x100 см. Подібна каліброка була проведена і при числовому моделюванні. У розрахункову програму було імпортовано модель пластини із заявленими розмірами та характеристиками матеріалу.

На Рис. 3.7 представлена модель ТБКМ із досліджуваних ракурсів. Сітка на рисунку відображає розташування опромінених ділянок поверхні об'єкту

(кожна клітина відповідає одній опроміненій ділянці, центр клітини співпадає із центром опроміненої ділянки). Результати числового розрахунку представлениі далі у Таблицях 3.4 и 3.5 у дБ(м²)

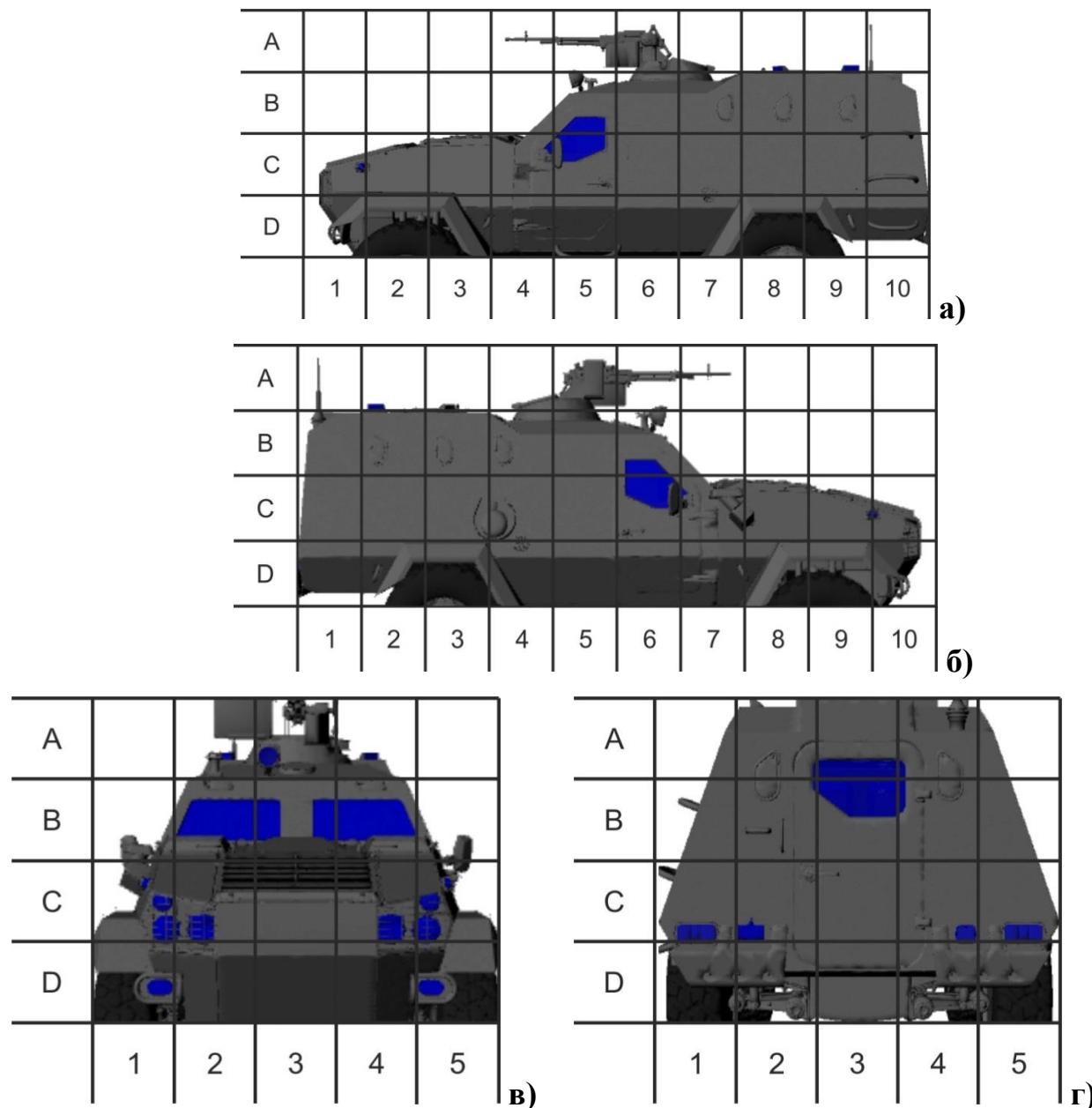


Рис. 3.7. Досліджувані ракурси об'єкту а)лівий борт; б)правий борт; в)ніс; г)корма.

Таблиця 3.4.

Результати числового моделювання ЕПР ділянок в dB(m²). При $\lambda=3$ см

лівий борт										
A						5,1				A
B				-2,4	-0,3	-8,8	-3,7	-1,1	1,3	B
C	4,3	1,5	-1	-3,3	-6,7	-1,7	-1,8	-2,4	-0,4	0,8
D		5,7	6,3	5,5	4,2	5,8	3,2	0	0,9	0,4
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
правий борт										
A										A
B	-5,5	-7	-5,2	1,4	5,5					B
C	-2,8	-1,9	-1,6	-2,3	-0,4	-0,9	-0,9	-0,3	-1,5	2
D	20,5	-1,9	-2,3	20,5	30,8	10,6	-2,8	60,8	10,7	
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Ніс					Корма					
A			4,4				18,5	26,6	23,3	A
B		8,9	14,4	9,1			23,9	28,1	28,4	B
C		11,5	18,1	11,6		14,5	21,2	25,4	24,4	16,8
D	0,0	1,4	6,2	0,3	2,4		11,6	10,2	8,8	D

Таким чином, в результаті математичного моделювання ЕПР об'єкта ТБКМ декомпозиційною методикою було виявлено ділянки найбільш сильного вторинного випромінювання в двох діапазонах довжин хвиль опромінювання: $\lambda=3$ см, $\lambda=8$ мм. В середньому, для $\lambda=8$ мм., значення ЕПР виявилися значно вище, ніж для $\lambda=3$ см. При цьому ділянки з найбільшим

випромінюванням розташовуються на кормі об'єкту для обох діапазонів.

Таблиця 3.5

Результати числового моделювання ЕПР ділянок в $\text{дБ}(\text{м}^2)$ при

$$\lambda = 8 \text{ мм}$$

лівий борт										
A						19,5				A
B					-1,6	-2,6	-3,8	-14,2	-13	1,7
C	11,9	-10,1	-12,9	0,8	-14,3	-16,6	-19,1	-13,2	-8,8	1,1
D		23,5	7,6	0,8	1,5	-3,6	6,6	15,4	9,1	5,1
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
правий борт										
A					22,6					A
B	-7,5	-11,7	-11,7	-6,6	-3,8	7,6				B
C	16	16,2	-7	-12,1	-13,7	-8,4	-1	-7,4	-11,2	11,6
D	-1,3	10,3	16,5	8,3	-7,4	-0,1	2,6	8,7	16,9	
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Ніс					Корма					
A			4,3				25,5	31,1	30,0	A
B		2,9	8,2	5,1			24,6	28,1	31,7	B
C		12,9	20,5	12,0		17,9	16,9	25,7	26,0	21,1
	5,1	5,6	-0,2	6,0	5,5		11,5	25,0	10,8	

При зондуванні збоку правий борт містить більше ділянок з високою ЕПР, аніж лівий борт при $\lambda=3$ см.

У випадку $\lambda=8$ мм. такої явної переваги правого борту не спостерігається.

При тому ділянки з найбільшими значеннями ЕПР спостерігаються при зондуванні збоку у секторах С і D. Для $\lambda=3$ см. сектор D превалює над сектором С. Для $\lambda = 8$ мм рівень відбиття від цих секторів практично рівний.

В третьому розділі буде наведено експериментальні дані, які дозволять перевірити достовірність отриманих теоретичних розрахунків.

3.4 Вимірювання ЕПР об'єкта декомпозиційною методикою

Досліджуваний об'єкт ТБКМ зображений на Рис. 3.8. Цей об'єкт має складну форму поверхні й великі, у порівнянні з довжиною хвилі, розміри (висота – 2,3 м, ширина – 2,5 м, довжина – 5,4 м). Для використання декомпозиційної методики поверхня об'єкта була поділена на ділянки розміром 500x500 мм. У межах даної роботи об'єкт вивчався окремо з чотирьох напрямків візуування: у напрямку на правий і лівий борти (для цього напрямку поверхню було розбито на 26 ділянок) і у напрямку на ніс та корму (для цього напрямку поверхню було розбито на 12 ділянок). Кут місця при цьому дорівнював нулю [109].



Рис. 3.8. Досліджуваний об'єкт – ТБКМ

3.4.1 Вимірювальний пристрій

Для вимірювання ЕПР об'єкта декомпозиційною методикою було виготовлено переносний пристрій для вимірювання коефіцієнта відбиття. Такий однопозиційний прилад може також застосовуватися і при вимірах коефіцієнта відбиття від м'яких покриттів, що мають не плоску форму. На Рис. 3.9 представлена структурна схема переносного пристрою для вимірювання коефіцієнта відбиття.

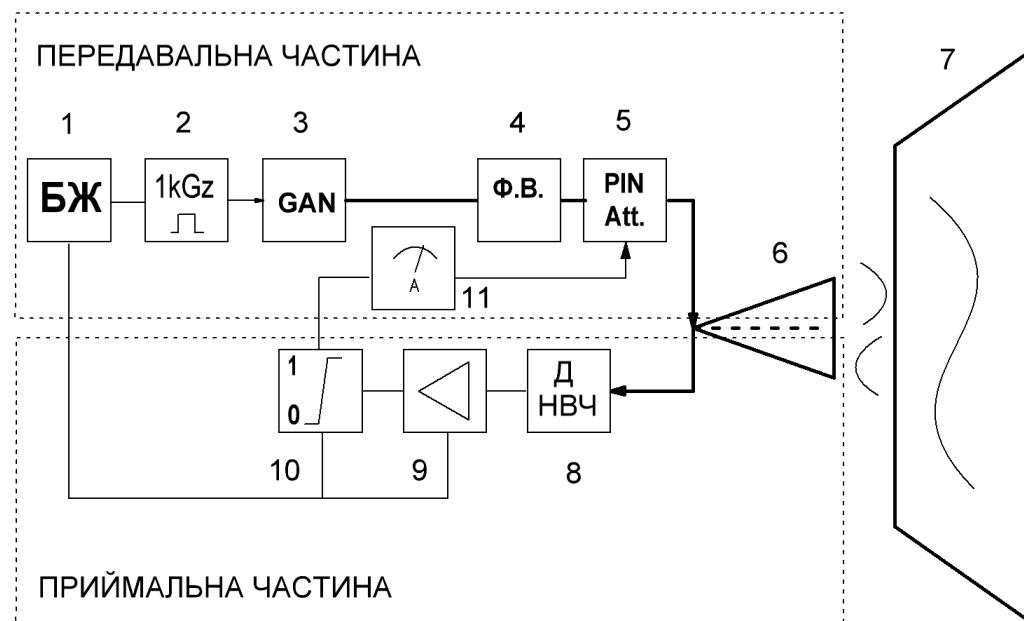


Рис. 3.9 - Структурна схема пристрою.

До складу переносного пристрою для вимірювання коефіцієнта відбиття входять: блок 1 живлення, модулятор 2, генератор 3 на діоді Ганна, вентиль 4 феритовий, Р-і-п атенюатор 5 НВЧ, поєднана приймально-передавальна антена 6 рупорного типу, досліджуваний об'єкт «мішень» 7, детектор НВЧ 8 приймача, підсилювач 9 низької частоти, компаратор 10, індикатор 11 коефіцієнта відбиття/поглинання/проходження електромагнітної хвилі від/через «мішенні» згідно корисної моделі, що антена виконана у вигляді поєднаної рупорної приймально-передавальної антени [110].

На Рис. 3.10 показаний фрагмент пристрою, а саме суміщені, поєднані рупорні антени.

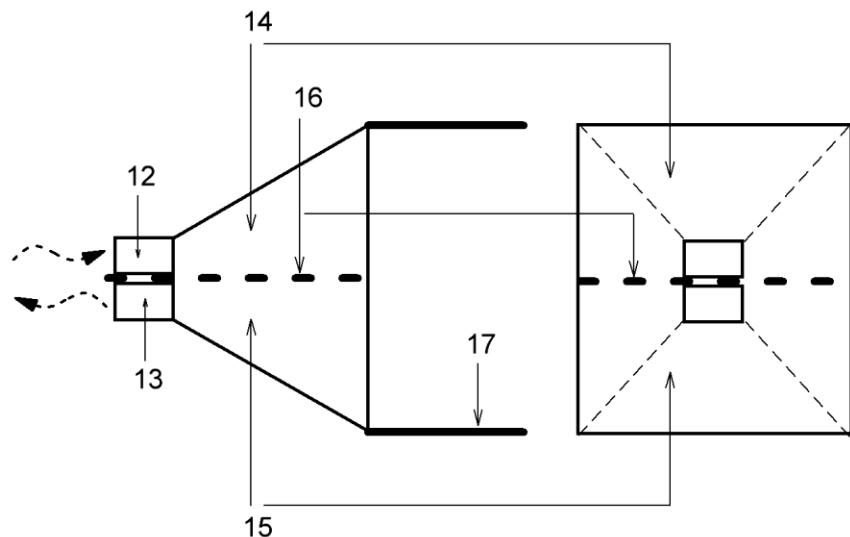


Рис. 3.10- Фрагмент пристрою Рис. 3.9.

Поєднані рупорні антени розділені металевою пластиною 16 з нанесеною на ній радіопоглинаючою поверхнею, яка здійснює розв'язку електромагнітної хвилі між передавальною 14 і приймальною 15 частинами суміщеної антени, так само металева частина суміщеної антени переходить в діелектричний хвилевід 17, що дозволяє проводити вимірювання на фіксованій відстані і забезпечувати задовільний амплітудно-фазовий розподіл. Діелектричний хвилевід 17 характеризується властивістю самофільтрації. Воно означає, що по ньому поширюється тільки основна електромагнітна хвилля, дифракційні втрати для якої мінімальні, інші типи хвиль мають істотні втрати і фільтруються. Вихід передавальної частини, як і вхід приймальної частини пристрою здійснюються через прямокутні хвилеводи 12 і 13, відповідно. Застосування об'єднаного приймально-передавального А(антенного)-тракту і автобалансу дає можливість швидко і зручно визначати коефіцієнт відбиття від твердих поверхонь, тому що

вимірювальний прилад показує безпосереднє значення коефіцієнта відбиття в децибелах і не вимагає постійного калібрування.

Пристрій працює наступним чином.

На Рис. 3.9 приведена структурна схема пристрою, що складається з блоку 1 живлення, від якого живиться приймальної і через модулятор 2 передавальна частини пристрою. Модульований (1 кГц) НВЧ сигнал, що генерується генератором 3 на діоді Ганна проходить через атенюатор 5 на електрично регульованому Pin-діоді і подається через хвилевід 12 в передавальну частину 14 суміщеної антени 6 рупорного типу, звідки випромінюється в напрямку досліджуваної «мішені» 7. Відбитий від досліджуваної поверхні «мішені» 7 НВЧ сигнал надходить до приймальної частини 15 суміщеної рупорної антени 6, з якої по хвилеводу 13 надходить на детектор 8, з якого далі надходить на підсилювач низької частоти (ПНЧ) 9. І далі надходить в пристрій порівняння - компаратор 10. Вихідний струм якого, що проходить через індикатор 11 коефіцієнта відбиття / поглинання / проходження електромагнітних хвиль від / через «мішені» управляє атенюатором 5, що вносить необхідний рівень загасання НВЧ-сигналу і дозволяє за рахунок такого негативного зворотного зв'язку зберігати автобаланс потужності сигналу пристрою. Показання ж струму на індикаторі 11, проградуйованому в одиницях коефіцієнта відбиття (dB), є інформацією про коефіцієнт відбиття/поглинання/розсіювання на досліджуваному об'єкті «мішені» 7. Розв'язуючий пристрій, виконаний у вигляді феритового вентиля 4, використовується для того щоб відбитий від «Мішені» 7 сигнал не потрапляв в тракт Генератора 3 передавальної частини пристрою і не вносив високочастотну перешкоду, спроможну порушити його роботу. При автобалансній схемі пристрою (Рис. 3.10) на НВЧ детектор 8 в приймальному тракті надходить постійно одинаковий сигнал незалежно від коефіцієнта відбиття досліджуваної поверхні «мішені» 7. Відносні вимірювання, проведені в одній робочій точці характеристики детектора 8 і УНЧ 9, будуть мати більш високу

точність, що підтверджується попередніми вимірами. Це відбувається тому, що сигнал приймального детектора 8 залишається постійним, що виключає похибку за рахунок його неквадратичної характеристики. Крім того, використання автобалансної схеми істотно спрощує процес вимірювань, що складається тепер з юстирування приладу, калібрування і безпосереднього відліку за шкалою індикатора струму 11 атенюатора НВЧ 5, який проградуйовано в одиницях коефіцієнта відбиття (dB). Прилад може вимірювати КВ від малих об'єктів безпосередньо прикладаючи їх до відкритого кінця діелектричного хвилеводу 17, так і розташовуючи пристрій на штативі на відстані 1-1,5 м від досліджуваної поверхні «мішені» 7 в разі її неоднорідності. Юстирування здійснюється по максимуму відбитого сигналу шляхом повороту пристрою уздовж вертикальної осі, зміною кута падіння. Калібрування пристрою полягає в установці відомого загасання від еталонного (металевий лист з ідеально-гладкою поверхнею) плоского відбивача ручкою «Уст.нуля».

Як показано в параграфі 3.1, об'єкт можна замінити сукупністю окремих ділянок (Рис. 3.2). Поле, відбите відожної такої ділянки, еквівалентно полю вторинного джерела, поверхня якого співпадає з поверхнею вказаної ділянки. Повне поле буде представляти собою суму з полів локальних джерел (без урахування взаємодії).

$$\vec{E}^{\text{об}} = \sum_{i=1}^N \vec{E}_i^{\text{об}} \quad (3.1)$$

Де $\vec{E}_i^{\text{об}}$ – вектор напруженості електричного поля i -го джерела в місці спостереження;

N – загальне число джерел.

Аналогічно можна представити поле, відбите від фону

$$\vec{E}^{\Phi} = \sum_{m=1}^n \vec{E}_m^{\Phi} \quad (3.2)$$

Тоді відбитий сигнал від об'єкту, який знаходиться на підстильній поверхні (на фоні), є сумою сигналів, що відповідають відбиттю від тла та об'єкта:

$$\vec{E} = \vec{E}^\phi + \vec{E}^{\text{об}} = \sum_{m=1}^n \vec{E}_m^\phi + \sum_{i=1}^N \vec{E}_i^{\text{об}}. \quad (3.3)$$

При відсутності об'єкта на освітленій поверхні місцевості, який приймає сигнал пропорційний \vec{E}_ϕ .

Наземний спосіб вимірювання характеристик відбитого поля із застосуванням МВКВ може бути реалізований в безпосередній близькості від об'єкту, так як МВКВ мають значно меншу апертуру, ніж РЛС і, отже, меншу відстань, відповідно до умови дальньої зони. Вимірювання коефіцієнтів відбиття проводяться в польових умовах від ділянок поверхні, визначених у результаті декомпозиції об'єкта або зразка техніки.

Вимірювання характеристик радіолокаційного відбиття від зразків техніки в польових умовах проводяться за допомогою МВКВ (Рис. 3.11), розроблених на кафедрі теоретичної радіофізики Харківського національного університету ім. В.Н. Каразіна. Їх характеристики наведено в Таблиці 3.6.



а



б

Рис. 3.11 - ПВКВ міліметрового (а) та сантиметрового (б) діапазонів.

Таблиця 3.6

Технічні характеристики приладів ПВКВ

Робоча частота, ГГц	35,4	10.00
Випромінювана потужність, мВт	15	200
Динамічний діапазон, дБ	40	30
Рівень розв'язки між передавальною та приймальною антенами, дБ	64,3	64
Похибка вимірювань, дБ	2,5	1,5
Діапазон допустимих відстаней, м	0,5-4	2-8
Ширина діаграми спрямованості на рівні 0,7 по напрузі	$7,5^\circ \pm 0,25^\circ$	
Ширина діаграми спрямованості на рівні 0,1 по напрузі	12°	28°
Розмір області опромінення на поверхні об'єкта при відстанях до нього:	1 м	0,2
	М	0,675
	М	0,8
	,6 м	1
Споживана потужність, Вт	15	10
Напруга живлення, В	11-13	13-14
Вага, кг	4	4,5

Малогабаритні вимірювачі коефіцієнта відбиття електромагнітних хвиль призначені дня вимірювання в нестационарних умовах коефіцієнтів відбиття і поглинання хвиль сантиметрового і міліметрового діапазону довжин хвиль від плоских поверхонь, а також для визначення дефектів в діелектричних матеріалах.

Принцип вимірювання заснований на порівнянні потужності відбитого сигналу від досліджуваної поверхні з потужністю сигналу, відбитого від зразка. Коефіцієнт відбиття відображається безпосередньо в децибелах.

В основу визначення коефіцієнта відображення локальних ділянок об'єкту ($K_{об}$) покладено відносні вимірювання, в результаті яких, $K_{об}$ порівнюється з $K_{эт}$, еталона, розташованого на тій же відстані. Сигнал на НВЧ детекторі приймача пропорційний загасанню атенюатора $A_{эт}$ та величині $K_{эт}$ для випадку відбиття від еталону і $A_{об}$, $K_{об}$ - для відбиття від об'єкта. При вимірюванні $K_{об}$ в результаті порівняння з опорною напругою $U_{оп}$ автобалансна схема забезпечує рівність:

$$A_{эт} K_{эт} = A_{об} K_{об}. \quad (3.5)$$

Якщо $K_{эт} = 1$, то:

$$K_{об}, \text{ дБ} = 10 \lg A_{эт} - 10 \lg A_{об}. \quad (3.6)$$

Величина загасання A , що вноситься НВЧ атенюатором, пропорційна струму, що тече через нього, який вимірюється стрілочним індикатором, відградуйованим в одиницях децибел.

3.4.2 Методика вимірювання характеристик радіолокаційного відбиття об'єктів за допомогою ПВКВ

В основу методики вимірювання характеристик радіолокаційного відбиття об'єктів покладено той факт, що повне поле, відбите від об'єкта

складної форми представляє суму полів, відбитих від локальних ділянок (без урахування взаємодії). Коефіцієнт відбиття K_i кожного з них можна виміряти за допомогою ПВКВ. Вимірювання проводяться на ділянках поверхні об'єкта, отриманих шляхом його декомпозиції на складові частини, величина яких вибирається рівній розміру плями опромінення по рівню 0,5 за потужністю для заданої відстані. ПВКВ розташовується на відстані від центрів ділянок таким чином, щоб його оптична вісь проходила через ці центри, і з його допомогою визначаються амплітуди відбитих хвиль від ділянок об'єкта. Для кожного наступного вимірювання МИКО переміщається на величину a .

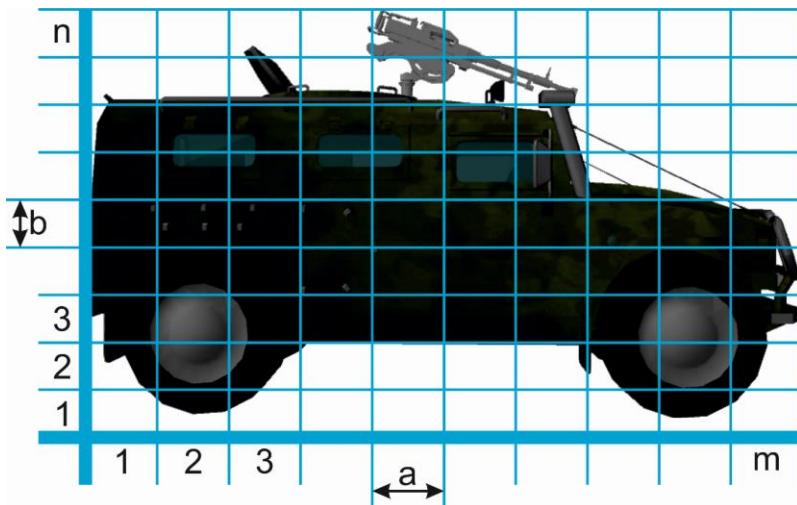


Рис. 3.12 - Схема декомпозиції об'єкту.

Середня ЕПР всього об'єкту $\bar{\sigma}_{\text{об}}$ наближено дорівнює сумі середніх ЕПР локальних ділянок ($\bar{\sigma}_i$) для випадку, коли фази відбитих полів незалежні:

$$\bar{\sigma}_{\text{об}} = \sum_{i=1}^N \bar{\sigma}_i, \quad (3.7)$$

де N – загальна кількість ділянок.

ЕПР локальних ділянок об'єкту визначається за допомогою еталона і розраховується за формулою:

$$\bar{\sigma}_i = \frac{P_{\text{об}}}{P_{\text{эт}}} \bar{\sigma}_{\text{эт}} = K_{i\text{ об}} \bar{\sigma}_{\text{эт}}, \quad (3.8)$$

де $P_{\text{об}}$ та $P_{\text{эт}}$ – потужності відбитих сигналів від ділянок об'єкта та еталона, відповідно;

$K_{i\text{ об}} = P_{\text{об}} / P_{\text{эт}}$ – значення коефіцієнта відбиття від ділянки об'єкта по потужності. В якості еталона можна використовувати плоский металічний екран з $K_{\text{эт}} = 1$.

Таким чином, методика вимірювання характеристик радіолокаційного відбиття об'єкту за допомогою ПВКВ складається з наступних етапів:

- калібрування ПВКВ по плоскому металевому екрану, розташованому на відстані R від приладу, рівному відстані від об'єкта до ПВКВ під час вимірювань. Розміри екрану $A \times B$ визначаються відстанню і шириною діаграми спрямованості ПВКВ θ^0 або перевищують $A \times B$;
- визначення розмірів ділянок розбиття;
- розбиття об'єкта на декомпозиційні ділянки (Рис. 3.12):

$$L_1 = a \cdot m, \quad L_2 = b \cdot n, \quad (3.9)$$

де L_1 , L_2 – розміри об'єкта по горизонталі та вертикалі, відповідно;

m , n і a , b – кількість ділянок та їх геометричні розміри по горизонталі та вертикалі;

- визначення коефіцієнтів відбиття кожної з ділянок для заданого напрямку за допомогою ПВКВ ($K_{\text{об } i,j}$);
- розрахунок ЕПР еталону:

$$\bar{\sigma}_{\text{эт}} = \frac{4\pi(a \times b)^2}{\lambda^2}; \quad (3.10)$$

- обчислення середньої моностатичної ЕПР об'єкту для відповідного напряму спостереження

$$\bar{\sigma}_{\text{об}} = \bar{\sigma}_{\text{тр}} \sum_{i,j=1}^{n,m} K_{\text{об } i,j}; \quad (3.11)$$

- після чого проводять весь комплекс вимірювань для інших ракурсів.

Результати вимірювань $K_{\text{об } i,j}$ заносять в таблицю. Вимірювання проводяться для чотирьох основних ракурсів спостереження - вид справа, вид ззаду, вид зліва, вид спереду;

- для визначення помітності об'єкту оснащеного засобами зменшення помітності комплекс вимірювань повторюють для замаскованого об'єкту.

Результати вимірювань $K_{\text{об } i,j}^m$ заносять до таблиці;

- помітність можна визначити, як відношення диференціальної ЕПР об'єкта до диференціальної ЕПР фону. Тоді величина зниження помітності для кожного елемента розбиття визначається наступним чином:

$$S_{i,j} = \frac{K_{\text{об } i,j}^m}{K_{\text{об } i,j}}, \text{ або } S_{i,j}, [\text{dB}] = 20 \lg \frac{K_{\text{об } i,j}^m}{K_{\text{об } i,j}}. \quad (3.12)$$

При вимірах, пов'язаних зі знаходженням інтенсивно відбиваючих елементів, а також з визначенням відносного зниження відбиття, дані прилади і методика вимірювання можуть успішно використовуватися, так як в основу методики покладено відносний принцип вимірювань.

Середні коефіцієнти відбиття для різних ракурсів визначаються наступним чином:

$$\bar{K}_o = \frac{1}{n \cdot m} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m \bar{K}_{i,j} \quad (3.13)$$

Результати вимірювань радіолокаційних характеристик зразків техніки, проведених в польових умовах, підтвердили ефективність декомпозиційного способу визначення інтенсивно відбиваючих фрагментів із застосуванням ПВКВ для 8-мм і 3-см діапазонів.

3.4.3 Результати вимірювання.

Для проведення вимірювань було обрано такі самі ракурси візуування, що і при числовому моделюванні. Результати вимірювання коефіцієнту відбиття від досліджуваних ділянок поверхні в дБ (м^2) наведено у Таблицях 3.7 і 3.8

Таблиця 3.7

Дані експериментальних вимірювань у дБ(м^2). при $\lambda=3$ см.

Лівий борт										
					-20,0					
				-30,0	-25,0	-26,7	-26,3	-28,3	-27,7	
-24,0	-23,7	-21,0	-26,7	-24,7	-27,7	-30,0	-23,7	-27,3	-23,0	
	-5,3	-22,7	-29,3	-24,7	-23,3	-21,3	-20,0	-29,3	-24,3	
Правий борт										
				-20,3						
-30,0	-30,0	-30,0	-26,0	-28,7	-24,7					
-28,7	-24,0	-25,0	-25,3	-27,0	-28,0	-23,3	-24,3	-23,7	-18,3	
-27,3	-24,7	-22,7	-20,7	-26,3	-28,0	-24,3	-17,3	-15,0		
Ніс						Корма				
			-29,0				-12,7	-13,7	-16,7	
		-21,0	-30,0	-24,0			-12,7	-4,7	-7,3	
		-21,3	-16,0	-22,3		-22,0	-20,3	-6,0	-22,3	-27,7
-30,0	-24,7	-11,3	-21,7	-30,0			-23,7	-15,7	-27,3	

Таблиця 3.8

Дані експериментальних вимірювань у дБ(м²). при λ=8 мм

лівий борт											
						-19,30					
					-40,00	-40,00	-40,00	-17,30	-40,00	-40,00	
-40,00	-40,00	-40,00	-40,00	-40,00	-40,00	-40,00	-40,00	-40,00	-40,00	-40,00	
		-20,70	-40,00	-40,00	-40,00	-40,00	-40,00	-30,00	-40,00	-23,70	
правий борт											
					-20,00						
	-39,70	-40,00	-40,00	-34,30	-33,00	-27,70					
-34,00	-35,30	-39,90	-40,00	-40,00	-40,00	-40,00	-40,00	-35,30	-40,00	-40,00	
-40,00	-39,30	-36,00	-40,00	-40,00	-40,00	-40,00	-40,00	-36,70	-34,30		
Ніс						Корма					
			-40,00				-39,30	-39,30	-39,30		
			-40,00	-40,00	-40,00		-1,70	-11,30	-15,30		
			-14,70	-14,70	-13,70		-16,30	-11,30	-8,70	-6,30	-12,30
-29,00	-40,00	-40,00	-40,00	-29,00	-29,00		-25,70	-21,00	-25,30		

3.4 Порівняння результатів

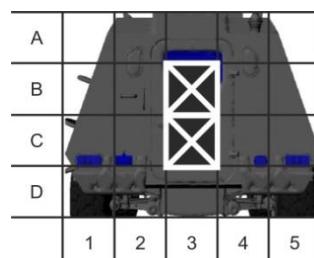
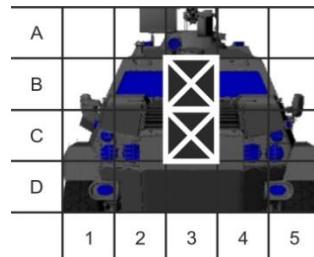
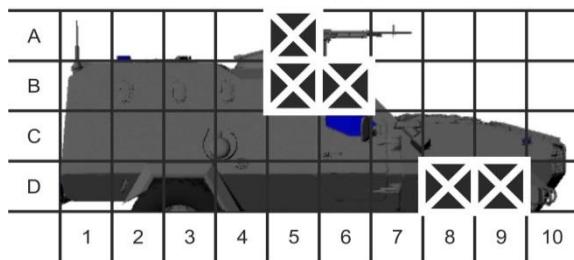
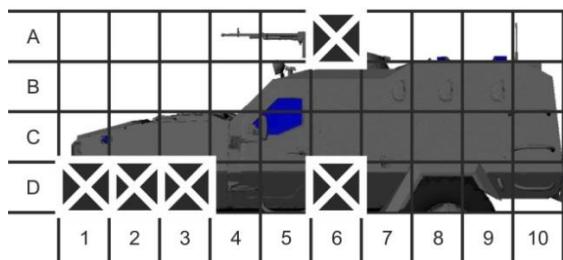
По таблицям 3.7 та 3.8 видно, що значення ЕПР ділянок при візууванні на корму є вищим, аніж значення для інших ракурсів. Це може бути пояснено особливостями архітектури досліджуваного об'єкту. Задня стінка корпусу є практично плоскою вертикальною. У той же час стінки боків мають нахил близький до 20° в верхній та -20° в нижній частині корпусу (це добре видно на Рис.3.8). Завдяки такій особливості архітектури об'єкту промені, що падають на

борти, відбиваються вверх (при падінні на верхню частину корпусу) та вниз (при падінні на нижню частину корпусу), що призводить до значного зменшення відбитого сигналу.

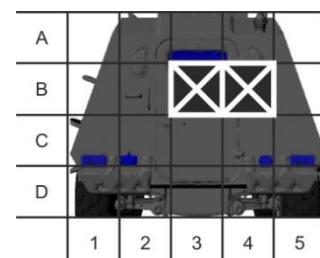
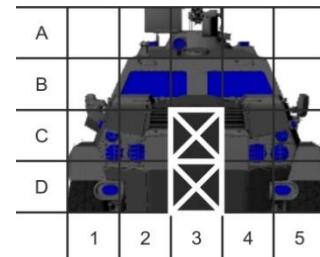
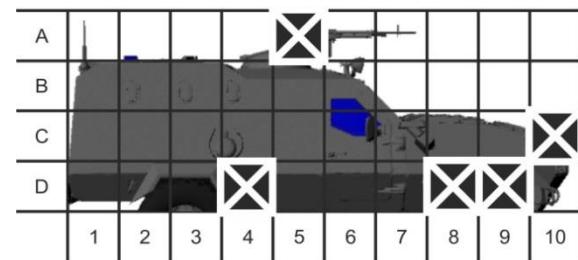
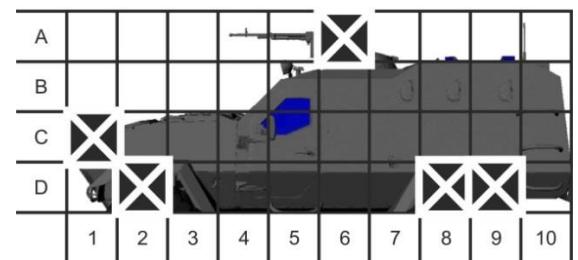
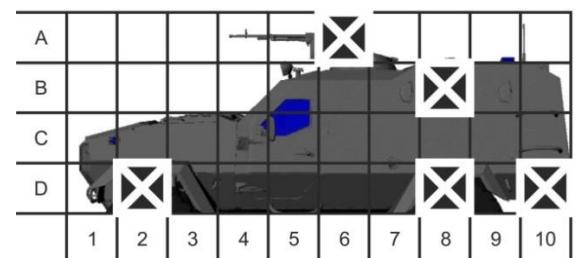
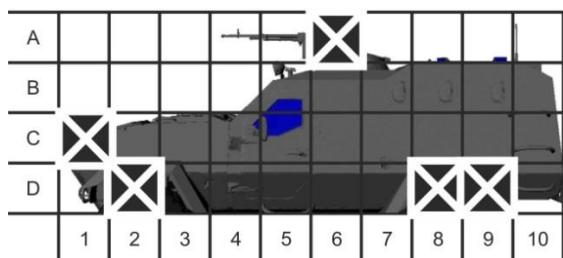
У роботі [91] при вивчені можливості оптимізації застосування РПМ за допомогою декомпозиційної методики, було зроблено висновок, що при укритті РПМ близько 20% найбільш відбиваючих ділянок поверхні, можна досягти зниження ЕПР об'єкта до 50%, навіть використовуючи РПМ, що дає невелике зменшення відбитого сигналу (блізько -5 дБ.). Виходячи з цих міркувань далі буде розглянуто розташування 5-ти найбільш відбиваючих ділянок для ракурсів візуування з боків та 2-ох, для ракурсів візуування у напрямку носа об'єкта та корми.

На Рис. 3.13. представлені дані для чотирьох досліджуваних ракурсів візуування. Варто відзначити, що зважаючи на те, що експеримент проходив у виробничих умовах, має сенс порівнювати не значення ЕПР ділянок, а розташування ділянок з найвищою ЕПР. Для простоти порівняння на рисунках відмічені найбільш відбиваючі ділянки, що були виявлені протягом числового моделювання та натурних вимірювань.

Числове моделювання

 $\lambda=3$ см.

Натурні вимірювання

 $\lambda=8$ мм.

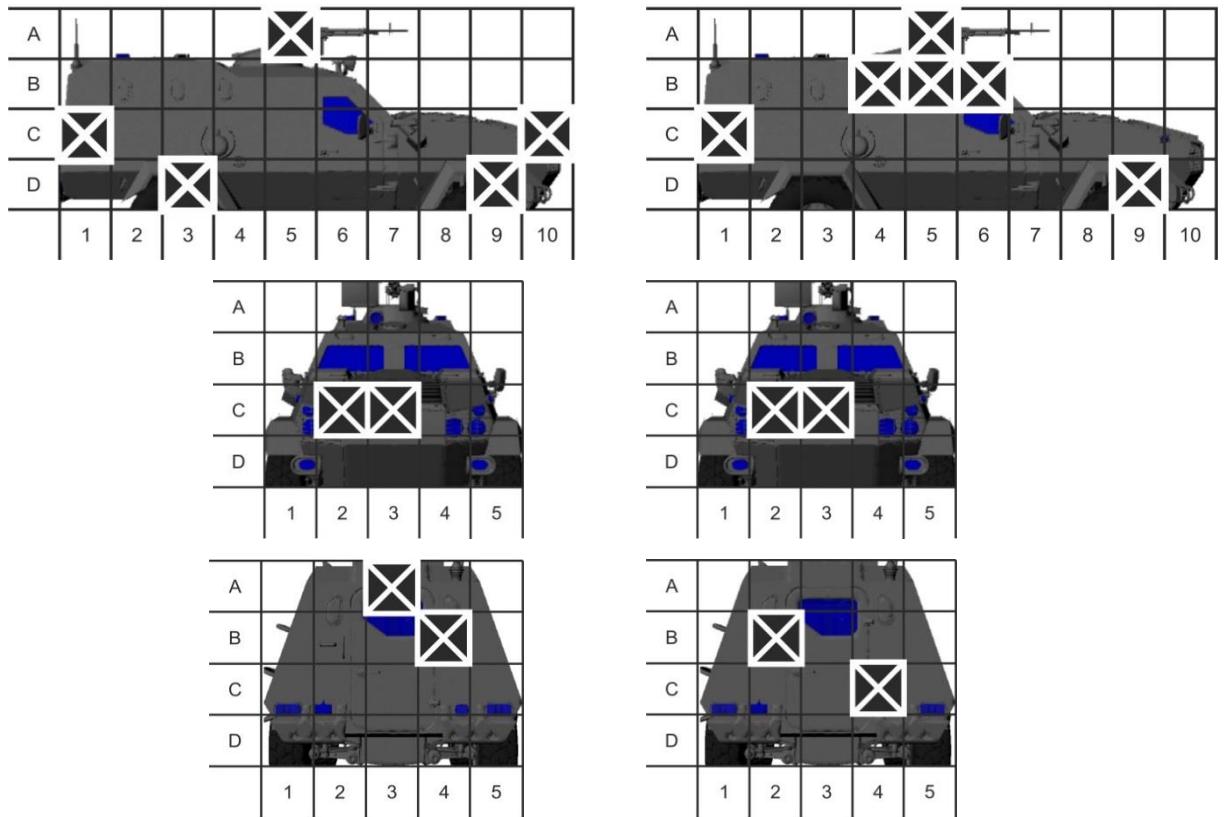


Рис. 3.13. Розташування найбільш відбиваючих ділянок поверхні досліджуваного об'єкту, що були виявлені протягом числового моделювання та натурних вимірювань для обох довжин хвиль.

З рисунку видно, що розташування приблизно $\frac{3}{4}$ ділянок з найбільшою ЕПР, що були виявлені з даних числового моделювання, співпадають чи є близьким до розташування на реальному об'єкті по даним експериментального вимірювання. Невелике зміщення розташування найбільш відбиваючих ділянок може бути пояснене виробничими умовами проведення експерименту та похибкою при перенесенні розташування центрів ділянок з 3Д моделі на реальний об'єкт.

Результати порівняння доказують, що числове моделювання розсіяння електромагнітних хвиль на об'єкті складної форми декомпозиційною методикою дає досить точні дані що до розташування найбільш відбиваючих ділянок на поверхні об'єкту. Це може бути основою для подальшої розробки

методики зниження кількості використовуваного радіопоглинаючого матеріалу на об'єктах складної форми [111].

3.5 Висновки до розділу 3

1 Наведено основу дикомпозиційної методики розрахунку вторинного випромінювання наземного об'єкту на основі даних отриманих в біжній зоні об'єкту. Наведені характеристики радару, який опромінює об'єкт, у тому числі діаграма спрямованості МВКВ.

2 Наведено розрахунок вторинного випромінювання моделі танку Т-90 декомпозиційною методикою.

3 Отримані середні ЕПР об'єкту у різних азимутальних секторах. Моделювання проводилося за допомогою методу РО-SBR.

4 Для проведення розрахунку декомпозиційною методикою поверхню об'єкту було розділено на ділянки 50x50 см. Математичне моделювання дозволило визначити ділянки з найбільшими значеннями ЕПР. Це дозволить в майбутньому знізити ЕПР всього об'єкту за рахунок покриття цих ділянок радіопоглинаючими матеріалами.

5 Запропоновано методику експериментального вимірювання ЕПР об'єктів складної форми. Основна ідея методики полягає в тому, щоб розділити об'єкт на окремі фрагменти та провести вимірювання для кожного фрагмента в зоні біжнього поля окремо. Перевагою цієї методики є її доступність і простота у порівнянні з відомими методами вимірювання ЕПР в дальній зоні.

6 Проведено порівняння місць розташування ділянок з найбільшим значенням ЕПР, які отримано експериментально та за допомогою числового моделювання.

7 Показано, що для моделі ТБКМ розташування цих місць у 75% випадків співпадає чи є близьким.

Результати цього розділу відображені в роботах автора [108,109,104,111,81,102]

РОЗДІЛ 4

Методи радіолокаційного маскування наземних об'єктів складної форми

У випадку коли розглядається розсіювання електромагнітної хвилі на об'єкті, розташованому на підстильній поверхні (автомобіль на бетонному покритті, корабель на морській поверхні, танк на піску) в загальному відбитому від об'єкта сигналі істотну роль грає перевідбиття між досліджуваним об'єктом і підстильною поверхнею. При цьому фактично бокова поверхня відбивається в підстильній поверхні як в дзеркалі - на підстильної поверхні утворюється «антинод» об'єкта [112]. У формалізованому вигляді цей процес можна розглядати як розсіювання хвилі на кутовому відбивачі, одна зі сторін якого є бічною поверхнню досліджуваного об'єкта, а інша - підстильною поверхнею. При цьому для багатьох радіолокаційних об'єктів бічні стінки є строго вертикальними і кут між сторонами такого «кутового відбивача» (КВ) буде дорівнює 90° . Однак, добре відомо, що в цьому випадку відбиття від КВ буде максимальним [82]. Відомо, що відхилення кута між поверхнями, що утворюють відбивач, від прямого призводить до істотного зниження рівня відбиття [82]. При цьому зміна кута навіть на 2 градуси призводить до зменшення ЕПР на - 10 дБ і до розщеплення головної пелюстки ДЗР, а зміна кута на 5 градусів - до зменшення ЕПР на -24 дБ (див. Рис. 4.1).

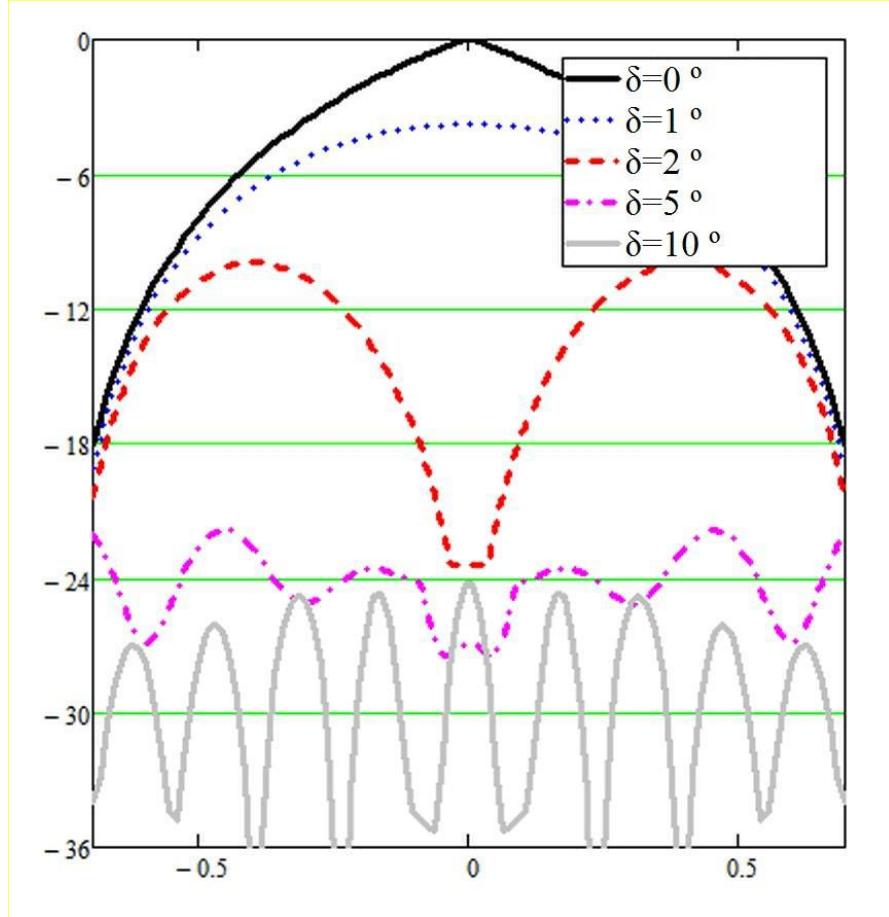


Рис. 4.1 Відбиття від двогранного КВ для різних кутів між гранями

Далі, для того щоб продемонструвати це явище, представлено результати числового моделювання розсіювання електромагнітної хвилі на вантажівці з різними формами вантажного відсіку [113]. Початкова модель представлена на Рис. 4.2.



Рис. 4.2. Початкова модель

Розрахунок проводився для початкової моделі з прямокутним поперечним зрізом вантажного відсіку (модель 1) [114], та для моделей, для яких форма вантажного відсіку була змінена як на Рис. 4.3. Модель 2 – еліптична форма поперечного зрізу, модель 3 – кругла форма, модель 4 – трапеція з нижньою основою більшою за верхню, модель 5 – трапеція з верхньою основою більшою за нижню. Розміри, що вказані на Рис. 4.3 були обрані таким чином, щоб об'єм вантажного відсіку вантажівки був незмінним.

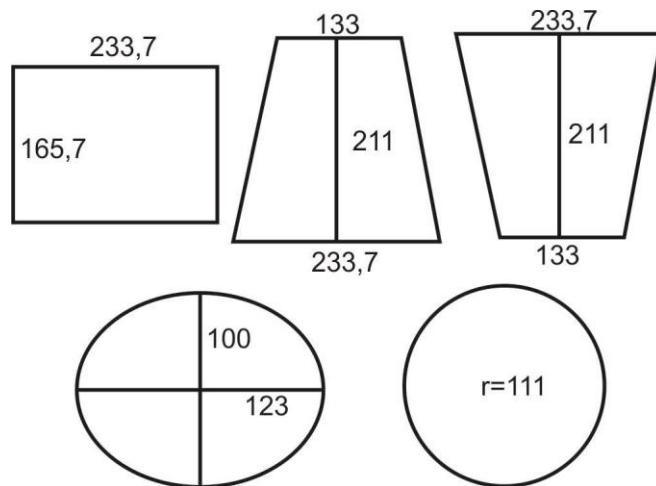


Рис. 4.3 Форми та розміри поперечних зрізів вантажних відсіків досліджуваних моделей. (розміри у см)

Діаграма зворотного розсіювання для усіх вищезазначених моделей була отримана для довжини хвилі $\lambda=3$ см при горизонтальній поляризації. Далі наведено результати розрахунків моделей, що розташовані на бетонній підстильній поверхні методикою, що описана у розділі 2.2.

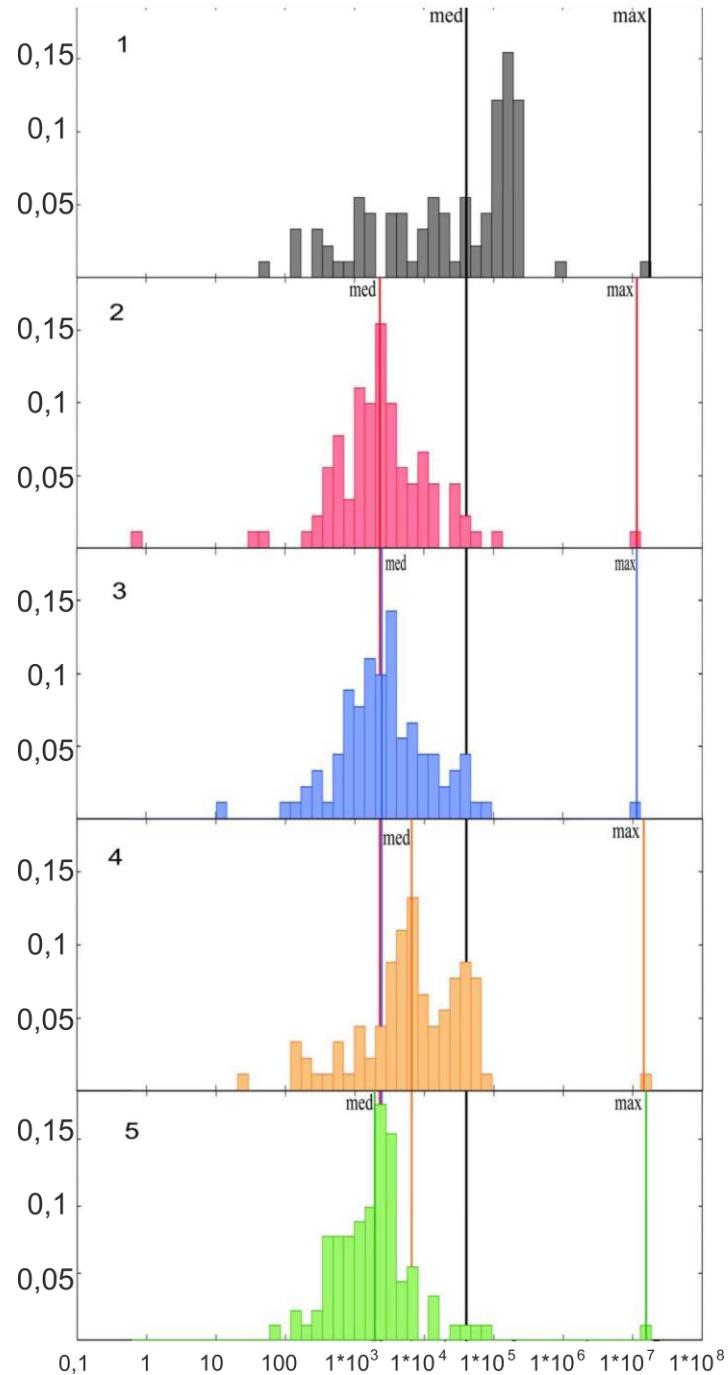


Рис. 4.4 Гістограми для поля розсіяного від досліджуваних моделей при візууванні по куту місця

Радар може опромінювати модель із різних непередбачуваних напрямків. Тому доречно розглядати ДЗР як деякий випадковий сигнал. Гістограми для ДЗР для моделей приведені на Рис. 4.4, дані отримані для візуування по нормальні

до бічної стінки вантажівки від зеніту (0°) до горизонту (90°). Статистичні параметри з Рис.4.4 представлени у таблиці 4.1.

Таблиця 4.1.

Статистичні параметри даних з Рис. 4.4 у м²

	Статистичні параметри			
	Медіана	Середнє значення	Максимум	Мода
Модель 1	8.8	$1.7 \cdot 10^3$	$1.9 \cdot 10^5$	9.6
Модель 2	5.7	236	$5.9 \cdot 10^4$	4.7
Модель 3	6.1	206.3	$4.9 \cdot 10^4$	4.7
Модель 4	6.8	175.9	$3.8 \cdot 10^4$	9.6
Модель 5	6.5	193.7	$5.3 \cdot 10^4$	6.7

З таблиці зрозуміло, що середнє значення зменшується при геометричних змінах об'єкту й є мінімальним для моделей з еліптичною та круглою формою поперечного перетину вантажного відсіку. Найменше медіанне значення у моделі з кузовом у вигляді трапеції з більшою верхньою основою. Мода (найбільш вірогідне значення ЕПР) є найбільшою для моделі 1 й є найменшою для моделей 2 і 3.

Також були проведені розрахунки для візуування по азимуту з фіксованим кутом місця. Гістограми для отриманих даних представлені на Рис. 4.5, а статистичні дані представлені в таблиці 4.2.

Таблиця 4.2

Статистичні параметри даних з Рис. 4.5 у м²

	Статистичні параметри			
	Медіана	Середнє значення	Максимум	Мода
Модель 1	$4.1 \cdot 10^4$	$2.8 \cdot 10^5$	$1.8 \cdot 10^7$	$1.6 \cdot 10^5$
Модель 2	$2.3 \cdot 10^3$	$1.3 \cdot 10^5$	$1.2 \cdot 10^7$	$2.4 \cdot 10^3$
Модель 3	$2.5 \cdot 10^3$	$1.3 \cdot 10^5$	$1.1 \cdot 10^7$	$3.3 \cdot 10^3$
Модель 4	$6.6 \cdot 10^3$	$1.7 \cdot 10^5$	$1.4 \cdot 10^7$	$6.7 \cdot 10^3$
Модель 5	$2 \cdot 10^3$	$1.8 \cdot 10^5$	$1.6 \cdot 10^7$	$2.4 \cdot 10^3$

З наведених вище даних видно, що зміна геометричної форми з прямокутної приводить до значного зниження медіанного значення (з 10^4 до 10^3) та моди (з 10^5 до 10^3). Інші параметри змінюються не так сильно.

З цього можна зробити висновок, що зміна геометричної форми об'єкту має вплив на його ЕПР як наслідок, на його радіолокаційну помітність.

Проте одних заходів по зміні геометрії об'єкту не достатньо для того, щоб приховати об'єкт від радару. Тому дослідження використання радіопоглинаючих матеріалів також є актуальними.

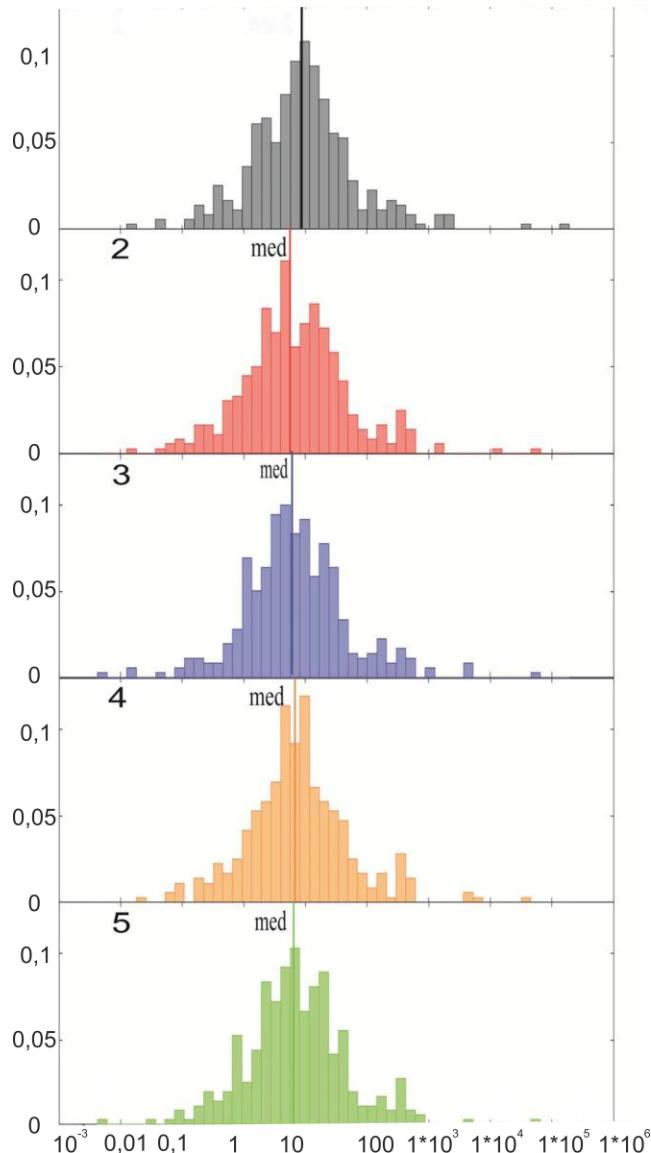


Рис. 4.5. Гістограми для поля розсіяного від досліджуваних моделей при візууванні по азимуту

4.1 Застосування декомпозиційної методики для задач зниження радіолокаційної помітності об'єкта

Як відомо [56,115], одним із найбільш ефективних методів радіолокаційного маскування (зменшення його ЕПР) є використання радіопоглинаючих матеріалів РПМ. Однак, для маскування усієї поверхні

об'єкту потребується велика кількість такого матеріалу й такі заходи можуть негативно впливати на функціонування різних систем укритого об'єкта. Також слід зазначити, що більшість маскуючих тентів можуть бути застосовані лише в умовах нерухомості об'єкта.

Описана вище декомпозиційна методика дозволяє виявити елементи об'єкта, які вносять найбільший вклад в розсіяне поле («яскраві ділянки») і маскувати саме їх [116,117]. Для наочності запропонованої ідеї на Рис 4.6 наведені зображення досліджуваного об'єкта. На Рис. 4.6.а зображено об'єкт укритий маскувальною сіткою з РПМ (для наочності на малюнку даний матеріал зображений істотно прозорим), на Рис. 4.6.б на об'єкті прикриті лише «яскраві» елементи (виділені ділянки поверхні борта і кабіни).

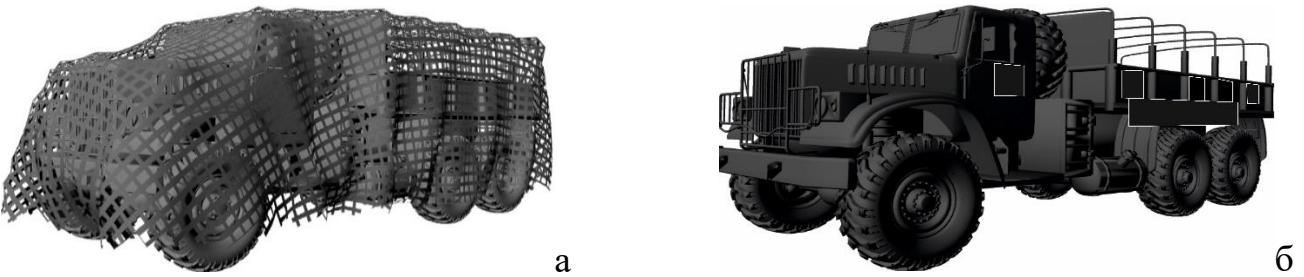


Рис. 4.6 Способи зменшення помітності досліджуваного об'єкту.

Оцінимо результат таких заходів, при цьому допустимо, що для деяких елементів значення ЕПР зменшенні в 10 разів - припускаємо, що такі елементи накриті радіопоглинаючим матеріалом з $R = -10$ дБ. Значення ЕПР для різних елементів об'єкта в цьому випадку наведені на Рис. 4.7 Тут передбачається, що в разі, коли значення ЕПР елемента більше ніж 600 м^2 , воно зменшується в 10 разів. Таким чином, «замаскованими» за допомогою РПМ виявляються елементи E6, E10, E13, E15, E17, D10, D11, D12, D13, D14, D15.

Тепер розрахуємо середню ЕПР для повного об'єкта для описаного вище випадку за допомогою формули (1)[16]:

$$\bar{\sigma} = \sum_i \bar{\sigma}_i \quad (4.1)$$

вона виявляється рівною $\bar{\sigma}_c = 8434 \text{ м}^2$. Таким чином, зменшення ЕПР для найбільш відбиваючих елементів приводить до зменшення середньої ЕПР об'єкта на 47%. Тобто зменшення ЕПР для найбільш відбиваючих елементів об'єкта (укриття їх радіопоглинаючим матеріалом) приводить до суттєвого зменшення середнього значення ЕПР всього об'єкта .

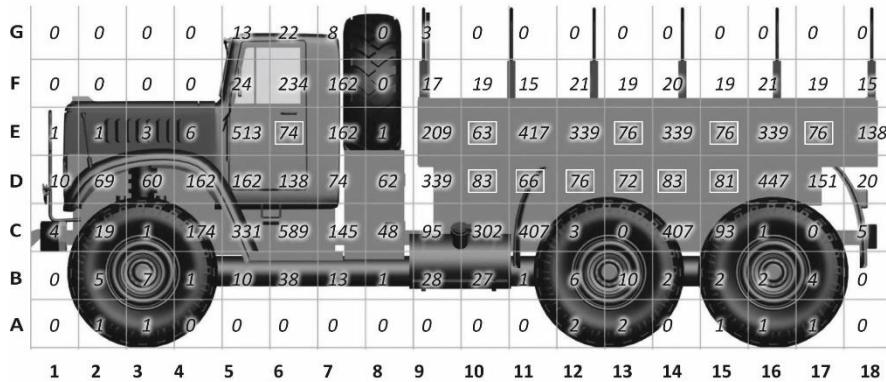


Рис. 4.7. Значення ЕПР для кожного елемента, в випадку, коли ЕПР для деяких елементів зменшено в 10 разів (ці елементи виділено).

Можна отримати залежність зменшення ЕПР від ділянки площі об'єкта, накритої радіопоглинаючим матеріалом (фактично від кількості елементів, для яких зменшується значення ЕПР). Ця залежність представлена на Рис. 4.8. На цьому рисунку видно, що укриття приблизно 10% об'єкта за допомогою РПМ з коефіцієнтом відбиття $R = -10 \text{ dB}$ приводить до зменшення ЕПР в 2 рази, а укриття 20% площі об'єкта - до зменшення ЕПР в 5 разів. Таким чином, можна зробити висновок, що найбільший внесок в ЕПР об'єкта дає невелика кількість елементів з найбільшим рівнем відбиття і для найбільш істотного зменшення ЕПР всього об'єкта має сенс маскувати за допомогою РПМ саме ці елементи.

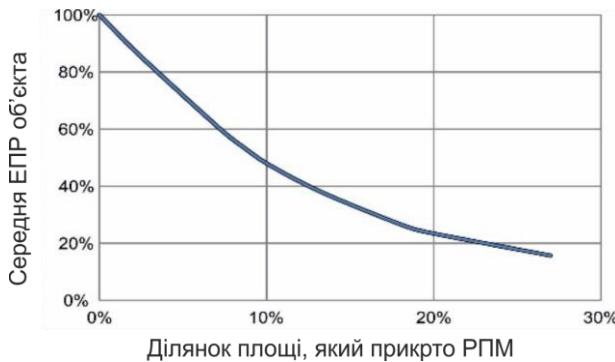


Рис. 4.8 Залежність зменшення середньої ЕПР об'єкта від ділянки площини, яка маскується РПМ з $R=-10$ дБ.

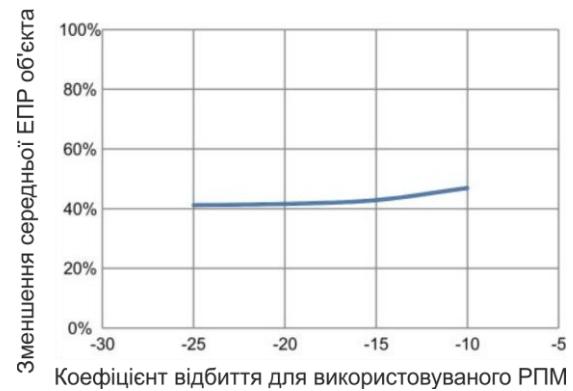


Рис. 4.9 Залежність величини зменшення середньої ЕПР об'єкта від коефіцієнта відбиття використаного РПМ в разі, якщо йм прикрите 10% площини об'єкта.

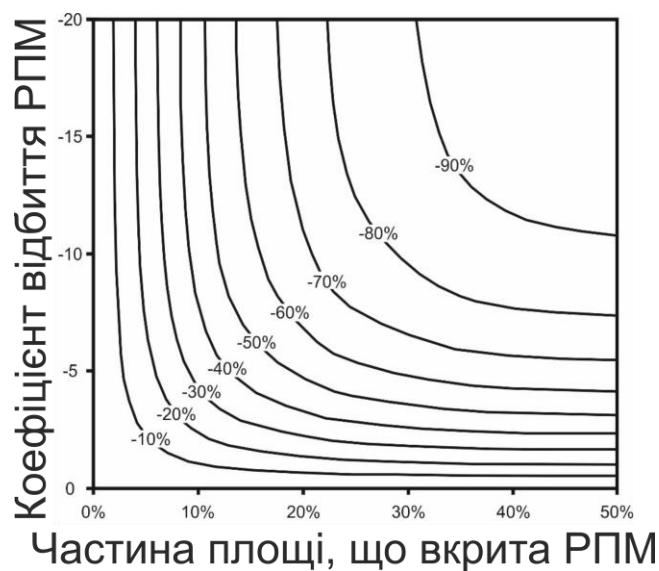


Рис. 4.10. Графік залежності зниження середньої ЕПР (в дБ) від коефіцієнта відбиття використованого РПМ (в дБ) і кількості ділянок поверхні об'єкта, які прикриті РПМ.

Також можна отримати залежність зменшення середньої ЕПР об'єкта від величини, на яку зменшується ЕПР кожного елемента (фактично від якості

радіопоглинаючого матеріалу) - ця залежність представлена на Рис. 4.9. За цим рисунком видно, що якість РПМ не має істотного впливу на зменшення ЕПР. Це може пояснюватися тим, що після зменшення ЕПР для деякої кількості найбільш яскравих елементів, основний внесок в середню ЕПР дає відбиття від інших елементів.

На Рис. 4.10 представлений графік залежності зниження середньої ЕПР досліджуваного об'єкта від коефіцієнта відбиття використованого РПМ (в дБ) і площині поверхні об'єкта, яка прикрита РПМ. Варто відзначити, що в даному випадку ділянки об'єкта, що прикриваються, вибиралися не в довільному порядку, а в порядку зменшення їх рівня відбиття. Від найбільш відбиваючого елементу до найменш відбиваючого. Виходячи з даного графіка можна зробити висновок, що маскування приблизно 20% найбільш відбиваючих елементів дає можливість досягти помітного зниження середньої ЕПР об'єкта (блізько -70%), навіть при використанні покриття з невеликим коефіцієнтом зниження відбиття (в даному випадку -10 дБ) [106].

Відзначимо, що в даному випадку модель досліжується з ракурсу, що є перпендикулярним до борту автомобіля, тому для даного випадку відбиття від багатьох елементів матиме велике значення. Для інших ракурсів візуування елементів з великим рівнем відбиття стане менше і використання даної методики маскування об'єкта приведе до ще кращих результатів.

Однак в реальних умовах завдання зниження помітності наземного об'єкта є куди більш складним через наявність підстильної поверхні. В таких умовах завдання повинно бути переформульованим. Для зниження радіолокаційної помітності наземного об'єкта необхідно знизити не тільки ЕПР об'єкта, а його контрастність на тлі підстильної поверхні. Вирішення даного завдання представлено нижче.

4.2 Зниження контрастності наземного об'єкта складної форми

В сучасних умовах досить актуальним є зниження радіолокаційної помітності наземних об'єктів військової техніки [27, 118-123]. При цьому, на відміну від повітряних об'єктів, для яких зниження помітності еквівалентно зменшенню ЕПР, для наземних об'єктів це не так. Відбиття радіолокаційного сигналу від наземного об'єкта відбувається на тлі підстильної поверхні з певною питомою ЕПР (ЕПР одного квадратного метра поверхні) [124]. Тому, якщо навіть зробити об'єкт ідеально поглинаючим, то він буде сильно виділятися ("контрастувати") на тлі навколоишньої місцевості і, таким чином, може бути легко виявленим. У зв'язку з цим метою роботи, наведеної далі, є розробка методики маскування об'єкта (часткового покриття об'єкта радіопоглинаючим матеріалом) таким чином, щоб середня ЕПР об'єкта в заданому кутовому діапазоні була максимально близькою до середньої ЕПР ділянки "затіненої" об'єктом підстильної поверхні [125]. Ключовим завданням у цьому випадку є розрахунок ЕПР наземного об'єкта з неідеально відбиваючою поверхнею. Зокрема, об'єкт може бути забезпечений радіопоглинаючим покриттям. Розрахунковий метод, на якому започатковано розв'язання зазначеного завдання, викладено в [119,15]. На прикладі моделі танка в статті проводиться розрахунок покриття ("камуфляжу") для різних кутових діапазонів усереднення і двох варіантів підстильної поверхні.

4.2.1 Опис методу

Слідуючи [119,15], для вирішення ключового завдання можна скористатися інтегральним поданням для поля, розсіяного наземним об'єктом з поверхнею S :

$$\vec{p} \cdot \vec{E}(x_0) = \frac{1}{j\omega_s} \int [\vec{H}^\perp(x) \cdot \vec{\mathcal{E}}(x|x_0, \vec{p}) + \vec{E}^\perp(x) \cdot \vec{\mathcal{H}}(x|x_0, \vec{p})] dS_x, \quad (4.2)$$

де $\vec{\mathcal{E}}, \vec{\mathcal{H}}(x|x_0, \vec{p})$ – поле точкового джерела, розташованого в точці x_0 з векторомом \vec{p} в присутності границі підстильної поверхні; $(\vec{E}^\perp, \vec{H}^\perp)$ – повернені на 90° тангенціальні складові повного поля на поверхні об'єкту S .

Зауважимо, що $\vec{E}^\perp, \vec{H}^\perp$ являють собою еквівалентні густини поверхневих магнітного і електричного струму відповідно.

Будемо вважати, що об'єкт опромінюється плоскою хвилею, що поширюється в напрямку орта \vec{R}^0 з ортом поляризації \vec{p}^0 , і хвилею, що перевідбита підстильною поверхнею і поширюється в напрямку \vec{R}^1 . Також на початку припустимо, що підстильна поверхня має плоску границю.

Тоді

$$\vec{R}^1 = \vec{R}^0 - 2\vec{n}(\vec{R}^0 \cdot \vec{n}), \quad (4.3)$$

де \vec{n} – нормаль до підстильної поверхні.

Перейдемо до дальньої зони в (4.2) для випадку зворотного розсіювання ($\vec{x}_0 = -r \cdot \vec{R}^0$, $r \rightarrow \infty$). При цьому вираз для поля точкового джерела може бути записано у вигляді:

$$\begin{aligned} \vec{\mathcal{E}}(\vec{x}/\vec{x}_0, \vec{p}) &\sim \Omega(k_0 r) \vec{\mathcal{E}}(\vec{x}/\vec{R}^0, \vec{p}), \\ \vec{\mathcal{H}}(\vec{x}/\vec{x}_0, \vec{p}) &\sim \Omega(k_0 r) \vec{\mathcal{H}}(\vec{x}/\vec{R}^0, \vec{p}), \end{aligned} \quad (4.4)$$

$$\text{де } \Omega(k_0 r) = \frac{e^{jk_0 r}}{4\pi k_0 r}.$$

Поле $\vec{\mathcal{E}}(\vec{x}/\vec{R}_0, \vec{p}), \vec{\mathcal{H}}(\vec{x}/\vec{R}_0, \vec{p})$ що створюється плоскою хвилею

$$\begin{aligned}\vec{\boldsymbol{\varepsilon}}_0(\vec{x}/\vec{R}^0, \vec{p}) &= k_0^2 \omega \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \vec{p}^T \exp(jk_0(\vec{R}^0 \cdot \vec{x})), \\ \vec{\boldsymbol{\mu}}_0(\vec{x}/\vec{R}^0, \vec{p}) &= -k_0^2 \omega \vec{p}^\perp \exp(jk_0(\vec{R}^0 \cdot \vec{x})),\end{aligned}\quad (4.5)$$

де $\vec{p}^\perp = \vec{R}^0 \times \vec{p}$, $\vec{p}^T = \vec{p} - \vec{R}^0(\vec{R}^0 \cdot \vec{p})$.

З урахуванням фазових набігів, викликаних перевідбиттям первинної хвилі від підстильної поверхні, вираз для електричної складової поля в точці \vec{x} поверхні S може бути записано таким чином [15]:

$$\vec{\boldsymbol{\varepsilon}}(\vec{x}/\vec{R}^0, \vec{p}) = k_0^2 \omega \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \Omega(k_0 r) [\vec{p}^0 \exp(jk_0(\vec{R}^0 \cdot \vec{x})) + \vec{p}^1 \exp(jk_0((\vec{R}^0 - \vec{R}^1) \cdot \vec{c} + \vec{R}^1 \cdot \vec{x}))], \quad (4.6)$$

де $\vec{c} = \vec{x} - \frac{(\vec{x} \cdot \vec{n}) + h}{(\vec{R}^1 \cdot \vec{n})} \vec{R}^1$;

$$\vec{p}^0 = \vec{p}^T;$$

\vec{p}^1 – векторний коефіцієнт відбиття від підстильної поверхні;

h – відстань від центру системи координат, пов'язаної з об'єктом, до площини D . Вираз для магнітної складової поля може бути записано аналогічно.

Отримані вирази для поля $(\vec{\boldsymbol{\varepsilon}}, \vec{\boldsymbol{\mu}})$ дозволяють записати розсіяне об'єктом поле в напрямку $(-\vec{R}^0)$ в такий спосіб:

$$\begin{aligned}\vec{p} \cdot \vec{E}(\vec{R}^0) &= -j k_0 \Omega(k_0 r) \int_S \left[\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} [\vec{p}^0 \exp(jk_0(\vec{R}^0 \cdot \vec{x})) + \vec{p}^1 \exp(jk_0((\vec{R}^0 - \vec{R}^1) \cdot \vec{c} + \vec{R}^1 \cdot \vec{x}))] \vec{H}^\perp(\vec{x}) + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + [\vec{p}^{0\perp} \exp(jk_0(\vec{R}^0 \cdot \vec{x})) + \vec{p}^{1\perp} \exp(jk_0((\vec{R}^0 - \vec{R}^1) \cdot \vec{c} + \vec{R}^1 \cdot \vec{x}))] \vec{E}^\perp(\vec{x}) \right] dS. \right]\end{aligned}\quad (4.7)$$

Поверхня S може бути розбита на "освітлені" і "тіньові" частини для напрямків опромінення \vec{R}^0 і \vec{R}^1 . Якщо тепер скористатися наближенням

фізичної оптики для вираження \vec{E}^\perp , \vec{H}^\perp при напрямках опромінення об'єкта \vec{R}^0 , \vec{R}^1 і підставити відповідні вирази в (4.7), то отримаємо розсіяне поле у вигляді суми чотирьох інтегралів [15], що відповідають внеску окремих парціальних складових при чотирипроменевому поширенні: "передавач - об'єкт - приймач", "передавач - об'єкт - земля - приймач", "передавач - земля - об'єкт - земля - приймач", "передавач - земля - об'єкт - приймач".

У разі, коли не ідеальність границі об'єкта пов'язана з наявністю на його поверхні шару РПМ, то для знаходження \vec{E}^\perp , \vec{H}^\perp можна скористатися розв'язанням модельної задачі про розсіяння плоскої хвилі шаром радіопоглинаючого матеріалу на ідеально провідній підкладці [119,15].

Зокрема, для векторного коефіцієнта відбиття \vec{p}^2 від такої структури отримаємо вираз:

$$\vec{p}^2 = \vec{p}^{2T} - \vec{n} \frac{(\vec{p}^{2T} \cdot \vec{R}^0)}{\cos \theta}. \quad (4.8)$$

$$\vec{p}^{2T} = \frac{jg \cos \theta + 1}{jg \cos \theta - 1} \vec{p}^{0T} - \frac{2jg}{jg \cos \theta - 1} \left[\vec{R}^{0T} \frac{(\vec{R}^{0T} \cdot \vec{p}^0)}{jg - \cos \theta} + \vec{R}^{0\perp} \frac{(\vec{R}^{0\perp} \cdot \vec{p}^0)}{\varepsilon'_1 \mu'_1 \left(jg - \frac{\cos^2 \theta_1}{\cos \theta} \right)} \right], \quad (4.9)$$

$$\text{де } g = \sqrt{\frac{\mu'_1}{\varepsilon'_1}} \cos \theta_1 \operatorname{tg}(k_1 \delta \cos \theta_1);$$

$$\cos^2 \theta_1 = 1 - \frac{\sin^2 \theta}{\varepsilon'_1 \mu'_1};$$

$$k_1 = k_0 \sqrt{\varepsilon'_1 \mu'_1};$$

ε'_1 , μ'_1 – відносна діелектрична і магнітна проникності матеріалу поглинача;

θ – кут падіння хвилі на шар.

Вектор \vec{p}^1 може бути розрахований як векторний коефіцієнт відбиття від півпростору з параметрами землі:

$$\vec{p}^1 = \vec{p}^{1T} - \vec{n} \frac{(\vec{p}^{1T} \cdot \vec{R}^0)}{\cos \theta}. \quad (4.10)$$

$$\vec{p}^{1T} = \frac{c \cos \theta - 1}{c \cos \theta + 1} \vec{p}^{0T} + \frac{2c}{c \cos \theta + 1} \left[\vec{R}^{0T} \frac{(\vec{R}^{0T} \cdot \vec{p}^0)}{c + \cos \theta} + \vec{R}^{0\perp} \frac{(\vec{R}^{0\perp} \cdot \vec{p}^0)}{\varepsilon'_1 \mu'_1 \left(c + \frac{\cos^2 \theta_1}{\cos \theta} \right)} \right], \quad (4.11)$$

$$\text{де } c = \sqrt{\frac{\mu'_1}{\varepsilon'_1}} \cos \theta_1.$$

Нехай тепер підстильна поверхня є шорсткою і описується випадковою функцією $z = \zeta(\xi, \eta)$ з густинною ймовірності нормального (Гауссовоого) закону розподілу

$$\sigma(\zeta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp(-\zeta^2/2\sigma^2).$$

Тоді, як показано в [126], можна врахувати нерівність поверхні шляхом домноження векторного коефіцієнта відбиття \vec{p}^1 на скалярний множник (характеристичну функцію)

$$\overline{e^{j2k_0 R_3^0 \zeta}} = \exp\left(-\left(k_0 R_3^0 \sigma\right)^2\right). \quad (4.12)$$

При цьому в головному асимптотичному наближенні можна вважати, що нормаль до нерівної підстильної поверхні збігається з нормаллю до плоскої підстильної поверхні.

Таким чином, формула (4.7) з урахуванням домноження \vec{p}^1 на множник (4.12) дозволяє розрахувати поле, розсіяне наземним об'єктом, з урахуванням шорсткості підстильної поверхні.

Для оцінки "контрасту" об'єкта, необхідно розрахувати ЕПР ділянки підстильної поверхні, що затінена об'єктом. Це значення, залежне від типу підстильної поверхні і її площин, розраховується у вигляді добутку питомої ЕПР (яке береться з таблиць [127]) на площину плями, що затінена об'єктом.

Геометрична модель поверхні об'єкту представляється [119,15] у вигляді суперпозиції ділянок поверхні тривісних еліпсоїдів. Обмежимось, заради визначеності, моделлю, яка не містить кромок. У цьому випадку може бути застосований метод фізичної оптики для розрахунку розсіяного поля. При цьому використовується фацетна модель об'єкта. Зауважимо, що в [15] використовувалася складніша модель, яка містить злами поверхні.

Для отримання площин плями, що затінюються наземним об'єктом на підстильній поверхні, пропонується наступний підхід. На Рис.4.11 зображений якийсь i -ий фацет, який освітлений падаючої в напрямку \vec{R}^0 хвилею. Площа i -го фацета відома за координатами вершин трикутника.

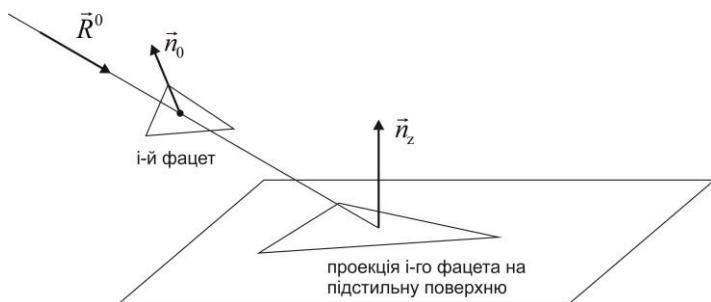


Рис. 4.11 –До визначення площин проекції i -го фацета на підстильну поверхню

Проекція i -го фацета на підстильну поверхню здійснюється вздовж напрямку \vec{R}^0 . Площа проекції i -го фацета на підстильної поверхні може бути розрахована за допомогою наступного виразу:

$$S_i^{pr} = S_i \frac{|\vec{R}^0 \cdot \vec{n}_0|}{|\vec{R}^0 \cdot \vec{n}_z|},$$

де \vec{n}_0 – нормаль до i -го фацету,

\vec{n}_z – нормаль до підстильної поверхні.

У наведеній формулі площа i -го фацета спочатку домножується на косинус кута між фацетом і площиною, перпендикулярного напрямку \vec{R}^0 . Таким чином знаходитьться площа проекції i -го фацета на площину, перпендикулярну \vec{R}^0 . Далі отримана площа ділиться на косинус кута між площиною підстильної поверхні і площиною, що перпендикулярна напрямку \vec{R}^0 . Сума площин проекцій всіх "освітлених" фацетів об'єкта дає площу плями, що затінена наземним об'єктом на підстильній поверхні при зондуванні в напрямку \vec{R}^0 .

Для розрахунку стійкого значення ЕПР будемо користуватися поняттям так званої «некогерентної» ЕПР, що наведено в [15]. Це значення є сумаю ЕПР окремих ділянок поверхні об'єкту.

Величина "некогерентного" ЕПР, як показано в [15], близька до "віконного" усереднення звичайної ЕПР за кутом опромінення або по частоті. Таким чином, етапи обчислення середнього значення ЕПР наземного об'єкта наступні:

- Обчислюються парціальні ЕПР окремих ідеально провідних ділянок поверхні об'єкта (з урахуванням підстильної поверхні) для ряду кутів опромінення в заданому кутовому діапазоні, і для цих значень проводиться усереднення.

- Аналогічно для цих же ділянок поверхні об'єкта розраховуються середні ЕПР при наявності радиопоглиняючого покриття. Далі, методом

перебору, визначається план покриття поверхні РПМ (кожна ділянка або покрита РПМ, або є ідеально провідною), для якого сумарна середня "некогерентного" ЕПР буде максимально близькою до відповідної середньої ЕПР плями на підстильної поверхні, що затінена об'єктом.

4.2.2 Результати числового моделювання.

Як приклад розглянемо спрощену модель танка, зображену на Рис.4.12.

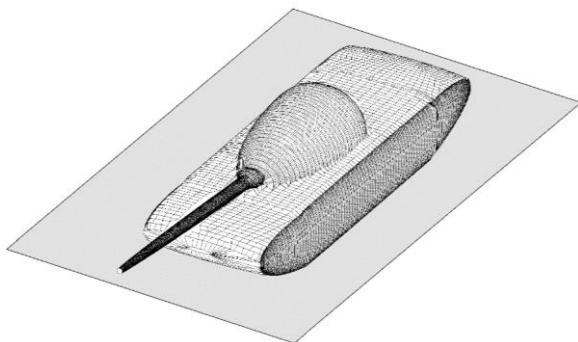


Рис. 4.12 – Спрощена модель танка

Довжина моделі (зі стволовом) 16,41 м, довжина корпусу танка 14,93 м, ширина танка 6,62 м, висота 2,58 м. Ця модель, на відміну від моделі, що описується в параграфі 2.1, побудована за допомогою ділянок 13 тривісних еліпсоїдів.

При всіх подальших розглядах кут місця зондування дорівнює 10 градусам, що відповідає куту зондування наземних об'єктів з висоти польоту вертолітної техніки.

Для прикладу, в якості підстильної поверхні були обрані:

– бетон, відносна діелектрична проникність $\epsilon = 6.5 + j1.5$, середньоквадратичне відхилення висоти нерівностей поверхні $\sigma = 0.00015$ м [128].

– степ (суглинок, літо, трава), відносна діелектрична проникність $\varepsilon = 3 + j0.4$, середньоквадратичне відхилення висоти нерівностей поверхні $\sigma = 0.05$ м.

Для обох досліджених поверхонь відносна магнітна проникність дорівнює одиниці. Розрахунки можуть бути проведені й для інших типів підстильної поверхні, для цього необхідно знати їх діелектричну й магнітну проникності, середньоквадратичне відхилення висоти нерівностей поверхні й питому ЕПР. Питома ЕПР може бути визначена за результатами натурних вимірювань, наведеними в літературі (наприклад, в [128-131]), або в результаті розрахунку за відповідними моделям, як це робиться в [124]. Для проведення розрахунків використовувалися дані з [127], а саме: питома ЕПР бетону при куті місця спостереження 10° дорівнює $1 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2$ - для горизонтальної поляризації падаючої хвилі і $1 \cdot 10^{-3} \text{ м}^2$ - для вертикальної поляризації [127]; питома ЕПР ступу з травою влітку дорівнює 0.025 м^2 [127] для обох поляризацій.

Метою дослідження є зниження контрасту моделі танка на тлі підстильної поверхні. Для цього будемо частково або повністю покривати танк радиопоглинаючим матеріалом (РПМ) так, щоб його ЕПР з заданого напрямку була якомога ближче до ЕПР ділянки підстильної поверхні, який танк затінює при опроміненні з цього ракурсу.

ЕПР досліджуваного об'єкта розраховувалася при частоті зондующегоого сигналу 10 ГГц. Розглядався лише поєднаний прийом і горизонтальна полярізація. При розрахунках використано РПМ товщиною 1.3 мм з параметрами $\varepsilon'_1 = 20 + i0.1$, $\mu'_1 = 1.35 + i0.8$. Даний матеріал забезпечує зниження ЕПР для плоскої пластини до 15 дБ при нормальному падінні для зондуующого сигналу з вказаною частотою.

Для оцінки ЕПР моделі поверхнью об'єкта було розділено на 141 частину. При цьому були отримані оцінки ЕПР цих частин в разі ідеально провідної поверхні і використання РПМ. Комбінуючи покриття РПМ окремих ділянок,

будемо домагатися середнього значення ЕПР в деякому діапазоні азимутів зондування, максимально близького до середнього значення ЕПР ділянки підстильної поверхні, яку затінює модель танка в тому ж діапазоні азимутів зондування.

З метою зменшення обчислювальних витрат і зниження кількості необхідного РПМ для вирішення поставленого завдання вибиралася тільки частина ділянок поверхні моделі танка, ЕПР яких в ідеально провідному варіанті (без використання РПМ) максимальна. І тільки для цих ділянок розглядалося використання РПМ з метою зниження контрасту моделі на тлі підстильної поверхні. У разі вибору для покриття РПМ 25 ділянок з найбільшою ЕПР перша ідеально провідна ділянка, що відкидається, має рівень ЕПР $\approx 10^{-3} \dots 10^{-4}$ м² в залежності від азимута опромінення. Використання на таких ділянках РПМ не приведе до помітної зміни ЕПР всієї моделі танка, але збільшить кількість використаного РПМ, що призведе до збільшення витрат.

Досліджено наступні діапазони азимутів зондування моделі танка: при зондуванні зпереду діапазони азимутів $-5^\circ \dots +5^\circ$ та $-10^\circ \dots +10^\circ$, при зондуванні збоку діапазони азимутів $+40^\circ \dots +50^\circ$ та $+35^\circ \dots +55^\circ$. Значення ЕПР, отримані в результаті дослідження, наведені в табл. 4.3, 4.4. Отримані числові дані наведені в квадратних метрах.

У таблицях використані наступні позначення: σ_g – ЕПР затіненої танком ділянки підстильної поверхні; σ_{abs} – ЕПР танка, повністю покритого РПМ; σ_{pc} – ЕПР ідеально провідного танка; σ_{opt} – ЕПР танка, покритого РПМ оптимальним чином, за допомогою представленої вище процедури.

Таблиця 4.3

**Результати розрахунків ЕПР для горизонтальної поляризації
зондуючого сигналу**

Діапазон азимутів зондування	Параметр	Тип підстильної поверхні	
		Бетон	Степ
$-5^\circ \dots +5^\circ$	σ_g	4.886E-03	1.2274
	σ_{abs}	0.5745	0.1927
	σ_{pc}	16.5733	5.869444
	σ_{opt}	0.5766	1.5089
$-10^\circ \dots +10^\circ$	σ_g	5.054E-03	1.2696
	σ_{abs}	0.4468	0.1573
	σ_{pc}	12.8057	4.6764
	σ_{opt}	0.4487	1.3265
$+40^\circ \dots +50^\circ$	σ_g	9.044E-03	2.2717
	σ_{abs}	0.1406	8.732E-02
	σ_{pc}	3.4512	2.7157
	σ_{opt}	0.1510	2.3607
$+35^\circ \dots +55^\circ$	σ_g	9.008E-03	2.2627
	σ_{abs}	0.1173	6.887E-02
	σ_{pc}	2.6824	2.0692
	σ_{opt}	0.1303	2.0692

Таблиця 4.4

**Результати розрахунків ЕПР для вертикальної поляризації
зондуючого сигналу**

Діапазон азимутів зондування	Параметр	Тип підстильної поверхні	
		Бетон	Степ
-5°...+5°	σ_g	4.886E-02	1.2274
	σ_{abs}	0.2326	0.1924
	σ_{pc}	7.3317	6.0018
	σ_{opt}	0.2345	1.5146
-10°...+10°	σ_g	5.054E-02	1.2696
	σ_{abs}	0.1838	0.1516
	σ_{pc}	5.8111	4.7938
	σ_{opt}	0.18545	1.3236
+40°...+50°	σ_g	9.044E-02	2.2717
	σ_{abs}	9.308E-02	8.673E-02
	σ_{pc}	3.3128	3.2195
	σ_{opt}	9.994E-02	2.8747
+35°...+55°	σ_g	9.008E-02	2.2627
	σ_{abs}	7.175E-02	6.596E-02
	σ_{pc}	2.5671	2.4874
	σ_{opt}	9.789E-02	2.2693

Аналіз даних, наведених в табл. 4.3, 4.4, показує, що степ як підстильна поверхня має помітний рівень зворотного розсіювання. Тому в результаті досліджень вдалося за допомогою РПМ покрити модель танка таким чином,

щоб знизити контраст (відношення ЕПР танка до ЕПР затіненої ділянки підстильної поверхні) до значень, близьких до одиниці. Бетон в якості підстильної поверхні має низький рівень зворотного розсіювання. У зв'язку з цим значення ЕПР ділянки бетону, затіненої моделлю танка, настільки малі, що навіть використання РПМ на всій поверхні моделі танка не приводить до бажаних значень контрасту для даної підстильної поверхні. У той же час покриття 25 з 141 ділянок поверхні приводить до того, що середня ЕПР моделі танка знижується до рівня ЕПР повністю покритою моделі. В якості ілюстрації на Рис. 4.13 ... 4.16 наведені варіанти оптимального розміщення РПМ для різних типів підстильних поверхонь і діапазонів азимутів зондування при використанні 25 покритих ділянок. Покриті ділянки позначені світлим фоном і окреслені лінією.

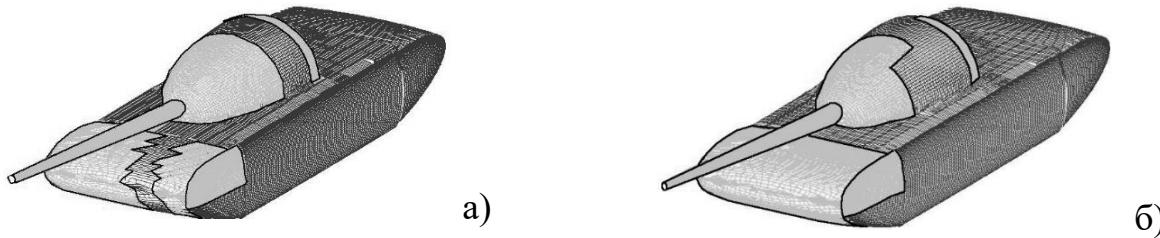


Рис. 4.13 – Оптимальне розміщення РПМ для діапазону азимутів $-5^\circ \dots +5^\circ$ (а – ступ; б – бетон)

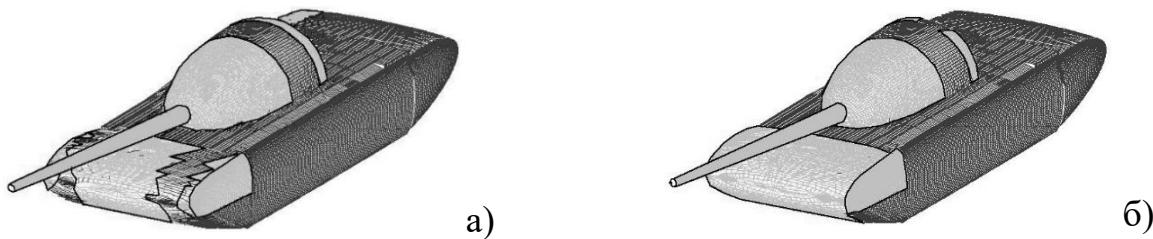


Рис. 4.14 – Оптимальне розміщення РПМ для діапазону азимутів $-10^\circ \dots +10^\circ$ (а – ступ; б – бетон)

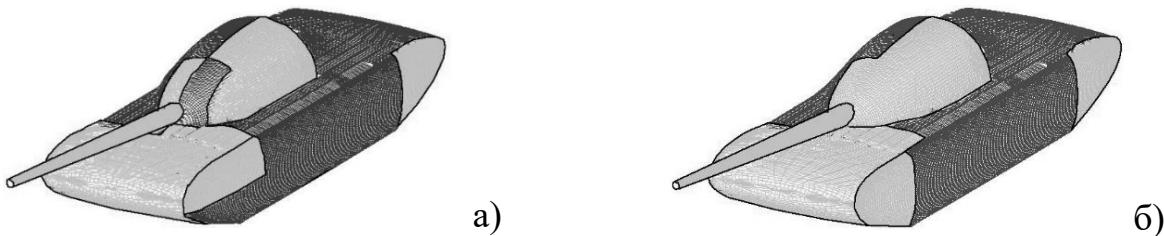


Рис. 4.15 – Оптимальне розміщення РПМ для діапазону азимутів $+40^{\circ} \dots +50^{\circ}$ (а – степ; б – бетон)

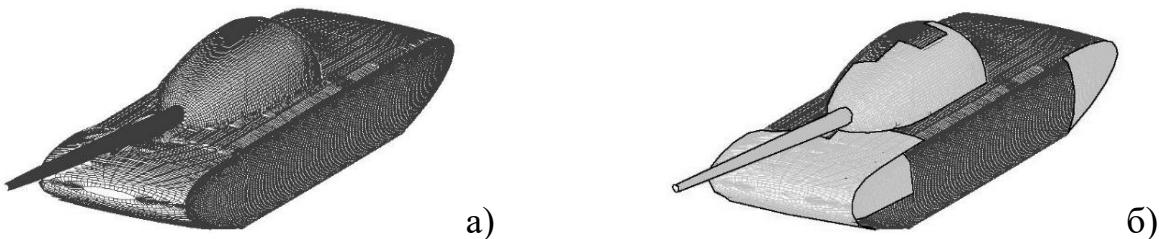


Рис. 4.16. Оптимальне розміщення РПМ для діапазону азимутів $+35^{\circ} \dots +55^{\circ}$ (а – степ; б – бетон)

Аналіз рис. 4.13 ... 4.16 в сукупності з даними табл. 4.3, 4.4 показує дві цікаві тенденції. Якщо підстильна поверхня має низький рівень зворотного розсіювання (як у випадку з бетоном), підбір оптимального розміщення РПМ зводиться до покриття 25 ділянок поверхні моделі танка з найвищими значеннями ЕПР в ідеально провідному варіанті. При цьому досягається рівень ЕПР повністю покритого танка. Якщо підстильна поверхня має помітний рівень зворотного розсіювання (як у випадку зі степом), підбір оптимального розміщення РПМ може приводити до можливості неповного використання розглянутих 25 ділянок поверхні і досить химерним контурами вкритих РПМ ділянок на поверхні танка. Більш того, виявляються випадки (діапазон азимутів $+35^{\circ} \dots +55^{\circ}$, рис. 4.16 а), коли немає необхідності в покритті танка. В цьому випадку ЕПР ідеально провідної моделі близька до ЕПР затіненого ділянки підстильної поверхні.

Для підстильної поверхні з помітним рівнем зворотного розсіювання розглянуто вплив зниження кількості ділянок, що укриваються РПМ, на рівень контрасту моделі танка, розміщеного в степу. За допомогою описаної вище процедури було показано, що зниження кількості покритих ділянок дозволяє отримувати хороші результати по зниженню контрастності моделі танка при мінімальній кількості використаного РПМ. У таблиці 4.5 і на рис. 4.117 представлені результати розрахунків для степу як підстильної поверхні в діапазоні азимутів зондування $+ 40^\circ \dots + 50^\circ$ для різної кількості ділянок поверхні, за якими проводиться оптимізація: 7, 10 і 25 ділянок. Для цього діапазону азимутів зондування середня ЕПР затіненого ділянки підстильної поверхні $\sigma_g = 2.27 \text{ m}^2$, ЕПР повністю покритого танка $\sigma_{abs} = 0.087 \text{ m}^2$, ЕПР ідеально провідної моделі танка $\sigma_{pc} = 2.71 \text{ m}^2$.

Таблиця 4.5

Результати розрахунку ЕПР моделі танка для різної кількості ділянок поверхні, що беруть участь в оптимізації (діапазон азимутів зондування $+ 40^\circ \dots + 50^\circ$, горизонтальна поляризація)

Кількість ділянок оптимізації	σ_{opt}, m^2	$ \sigma_{opt} - \sigma_g , \text{m}^2$
7	2.405923	0.134241
10	2.380756	0.109074
25	2.360677	0.088995

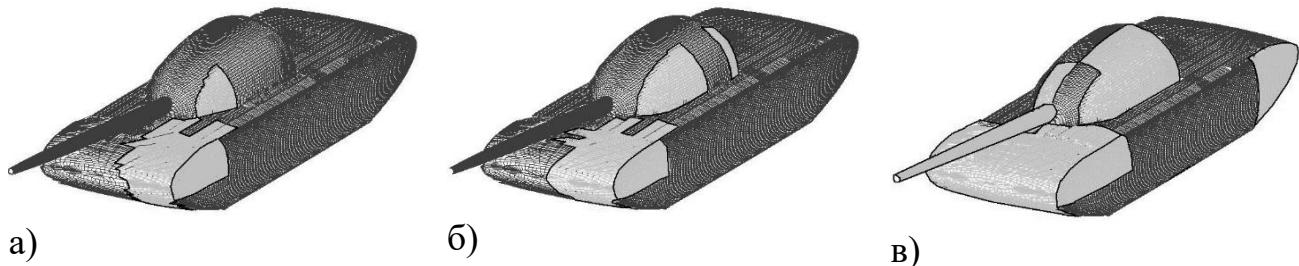


Рис. 4.17 - Оптимальне розміщення РПМ для діапазону азимутів $+40^{\circ} \dots +50^{\circ}$ при різній кількості ділянок оптимізації (а - 7, б - 10, в - 25)

Аналіз результатів, представлених в табл.4.5, показує, що зниження кількості ділянок, що покриваються, з 25 до 7 не приводить до суттєвих змін ЕПР танка. Розбіжності в значеннях ЕПР не перевищують 2 відсотків. При цьому, судячи з рис. 4.17, вдається істотно знизити кількість використовуваного РПМ для досягнення прийнятного рівня контрасту моделі танка на такій підстильній поверхні.

Висновки до розділу 4

1. Розроблено методику часткового покриття об'єкта ("камуфляж") радіопоглинаючим матеріалом таким чином, що величина середньої ЕПР об'єкта в заданому кутовому діапазоні опромінення була максимально близька до середньої ЕПР "затіненої" об'єктом ділянки підстильної (фонової) поверхні. Таким чином розроблена методика дозволяє зробити об'єкт максимально непомітним ("неконтрастним") для засобів радіолокаційного спостереження.

2. Для моделі танка наводяться розрахунки вторинного випромінювання для різних кутових діапазонів опромінення і типів підстильної поверхні з різним рівнем шорсткості.

3. Проведена оптимізація показала, що використання радіопоглинаючих матеріалів дозволяє істотно знизити контраст моделі танка на тлі підстильної

поверхні. При цьому для деяких типів підстильної поверхні використання РПМ на незначній частині поверхні моделі приводить до повної втрати контрастності об'єкта для заданих діапазонів ракурсів опромінення.

4. Відповідну оптимізацію нанесення покриття необхідно проводити для кожного конкретного діапазону кутів опромінення та типу підстильної поверхні (з урахуванням її шорсткості).

Необхідно відзначити, що наведені результати отримано для спрощеної моделі танка з метою демонстрації можливостей запропонованої методики і вимагають істотного уточнення для реальних об'єктів бронетанкової техніки.

Результати цього розділу відображені в роботах автора [74,117,125,57,113,116]

ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі розв'язано актуальне наукове завдання розробки методики що дозволяє отримати дані про радіолокаційні характеристики наземних об'єктів складної форми шляхом вимірювання відбиття від локальних ділянок їх поверхні у ближній зоні.

На підставі цього було зроблено такі висновки.

1. Проведено аналіз експериментальних та теоретичних методів оцінки вторинного випромінювання наземних об'єктів складної форми та зроблено висновок про необхідність дослідження (на основі методу декомпозиції) вторинного випромінювання наземних об'єктів складної форми. Такі дослідження дозволяють виділити ділянки найбільш сильного вторинного випромінювання, на яких потрібно застосовувати РПМ для зниження радіолокаційної помітності об'єктів, що розглядаються, в цілому.

2. На основі результатів радіолокаційного зондування, отриманих в ближній зоні об'єкту, наведено декомпозиційну методику розрахунку вторинного випромінювання наземного об'єкту. Основна ідея методики полягає в тому, щоб розділити об'єкт на окремі фрагменти та провести вимірювання для кожного фрагмента в зоні близнього поля окремо. Перевагою цієї методики є її доступність і простота у порівнянні з відомими методами вимірювання ЕПР в дальній зоні.

3. Проведено розрахунок вторинного випромінювання моделі ТБКМ декомпозиційною методикою. При цьому було застосовано програмне забезпечення CST. Показано, що ділянки поверхні об'єкту з найбільшим значенням ЕПР знаходяться при зондування в напрямку корми та центральних ділянок при зондуванні ТБКМ спереду. В той же час зондування з напрямків бортів містить ділянки найбільш сильного вторинного розсіювання в нижній частині моделі.

4. Проведена верифікація теоретичних розрахунків шляхом порівняння місць розташування ділянок з найбільшими значеннями ЕПР, які отримано експериментально, та за допомогою числового моделювання. Порівняння місць розташування найбільш відбиваючих ділянок поверхні показало співпадання місць, отриманих у експерименті і розрахованих теоретично, на 75%.

5. На основі проведених досліджень було зроблено висновок, що достатньо враховувати лише розташування 20% найбільш відбиваючих ділянок поверхні, що може дозволити у майбутньому, при використанні РПМ, знизити ЕПР всього об'єкту у 2 рази, навіть для РПМ, що приводить до зниження відбитого сигналу на невелике значення (~ -5 дБ.)

Список використаних джерел

1. Borkar V. G., Ghosh A., Singh R. K., Chourasia N. Radar cross-section measurement techniques // Defence Science Journal. 2010. Vol. 60, №. 2. P. 204–212. DOI: 10.14429/dsj.60.341.
2. Garat J. Microwave techniques for radar cross section measurements: a review // MELECON 96: Proceedings of 8th Mediterranean Electrotechnical Conference on Industrial Applications in Power Systems, Computer Science and Telecommunications / IEEE. Bari, Italy, 1996. Vol. 1. P. 80–86. DOI: 10.1109/MELCON.1996.550967.
3. Dybdal R. B. Radar cross section measurements // Proceedings of the IEEE. 1987. Vol. 75, №. 4. P. 498–516. DOI: 10.1109/PROC.1987.13757.
4. Knott E. F., Schaeffer J. F., Tulley M. T. Radar cross section (Electromagnetics and Radar). 2^{-nd} ed. Raleigh, NC : SciTech Publishing. 2004. 626 p.
5. Yamada Y., Michishita N., Nguyen Q. D. Calculation and measurement methods for RCS of a scale model airplane // ATC 2014: 2014 International Conference on Advanced Technologies for Communications / IEEE. Hanoi, 2014. P. 69–72. DOI: 10.1109/ATC.2014.7043358.
6. Gorji A. B., Janalizadeh R. C., Zakeri B. RCS computation of a relatively small complex structure by asymptotic analysis // 2013 International Symposium on Electromagnetic Theory / IEEE. Hiroshima, Japan, 2013. P. 1066–1069. URL : https://www.researchgate.net/publication/254861619_RCS_Computation_of_a_Relatively_Small_Complex_Structure_by_Asymptotic_Analysis (date of application: 12.02.2019).
7. Kolundzija B., Tasic M., Olcan D., Zoric D., Stevanetic s. Full-wave analysis of electrically large structures on desktop PCs // CEM'11: Computational Electromagnetics International Workshop / IEEE. Izmir, Turkey, 2011. P. 122–127. DOI: 10.1109/CEM.2011.6047344.

8. Song J., Lu C.C., Chew W.C. Multilevel fast multipole algorithm for electromagnetic scattering by large complex objects // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1997. Vol. 45, №. 10. P. 1488–1493. DOI: 10.1109/8.633855.
9. Jacobs B., Baker D.E. Validation of a computational electromagnetic model of a boeing 707 aircraft by comparison to scale model measurements // APWC: 2012 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications / IEEE. Cape Town, WP, South Africa, 2012. P. 1001–1004. DOI: 10.1109/APWC.2012.6324980.
10. Translation Bureau: Radar definition. Public Works and Government Services. Canada. 2013. URL : <https://www.tpsgc-pwgsc.gc.ca/bt-tb/index-eng.html> (date of application 15.08.2019).
11. McGraw-Hill Dictionary of scientific and technical terms / ed. D. N. Lapedes. New York : McGraw-Hill, 1974. 1634 p.
12. Колчигин Н. Н. Малогабаритный измеритель коэффициента отражения электромагнитных волн // Радиотехника : сборник / ХГУ. Харьков, 1988. Вып. 86. С. 84–88.
13. Колчигин Н. Н. Декомпозиционный способ экспериментального определения эффективной площади рассеяния объектов сложной формы // Вестн. Харьков. ун-та. Серия «Радиофизика и электроника». 1998. Вып. 405. С. 87–90.
14. Аверков Ю. О., Прокопенко Ю. В., Яковенко В. М. Спектры собственных волн анизотропного цилиндрического твердотельного волновода // Журнал техн. физики. 2019. Т. 89, вып. 1. С. 9–15.
15. Electromagnetic Wave Scattering by Aerial and Ground Radar Objects / ed. O. I. Sukharevsky. Boca Ration : CRC Press, 2014. 334 p.
16. Штагер Е. А. Рассеяние на телах сложной формы. Москва : Радио и связь. 1986. 184 с.

17. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория : справочник / под ред. Я. Д. Ширмана. Москва : МАКВИС, 1998. 828 с.
18. Майзельс Е. Н., Торгованов В. А. Измерение характеристик рассеяния радиолокационных целей. Москва : Сов. радио. 1972. 232 с.
19. Никольский В. В., Никольская Т. И. Электродинамика и распространение радиоволн : учеб. пособие для вузов. 3-е изд., перераб. и доп. Москва : Наука, 1989. 584 с.
20. Radio-frequency anechoic chamber : pat. 4906998 USA. 1990. Appl. 22.12.1989 ; publ. 06.03.1990. 4 p. URL : <https://patents.google.com/patent/US4906998> (date of application: 10.10.2019).
21. Radio frequency anechoic chamber with nonperturbing wireless signalling means : pat. 7190301 USA. Appl. 22.12.2004 ; publ. 13.03.2007. 4 p. URL : <https://patents.google.com/patent/US7190301B2/en> (date of application: 11.10.2019).
22. Dash G., Ampyx L. L. C. How RF anechoic chambers work. 2005. URL : http://www.glendash.com/Dash_of_EMCAnechoic_Chambers/Anechoic_Chambers.pdf (date of application: 03.10.2019).
23. Radio frequency anechoic chamber with improved test stand : pat. 7102562 USA . Appl. 22.03.2004 ; publ. 05.09.2006. 7 p. URL : <https://patents.google.com/patent/US7102562> (date of application: 11.10.2019).
24. .Мицмахер М. Ю., Торгованов В. А. Безэховые камеры СВЧ. Москва : Радио и связь. 1982. 128 с.
25. Варганов М. Е., Тучков Л. Т. Радиолокационные характеристики летательных аппаратов / под ред. Л. Т. Тучкова. Москва : Радио и связь. 1985. 236 с.
26. Сколник М. И. Справочник по радиолокации : в 4 т. / под общей ред. К. Н. Трофимова. Москва : Сов. радио, 1976. Т. 1. Основы радиолокации / под ред. Я. С. Ищоки. 456 с.

27. Ufimstev P. Fundamentals of the Physical Theory of Diffraction. John Wiley & Sons, Inc. Hoboken. New Jersey, 2007. 329 p. DOI: 10.1002/9781118753767.
28. Ahluwalia D. S., Lewis R. M., Boersma J. Uniform asymptotic theory of diffraction by a plane screen // SIAM Journal on applied mathematics. 1968. Vol. 16. № 4. P. 783–807.
29. Avestas J. The physical optics fields of an aperture on a perfectly conducting screen in terms of line integrals // IEEE transactions on antennas and propagation. 1986. Vol. 34, № 9. P. 1155–1159. DOI: 10.1109/tap.1986.1143950.
30. Bernard J. M. L., Lyalinov M. A., Zhu N. Y. Analytical-numerical calculation of diffraction coefficients for a circular impedance cone // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2008. Vol. 56, № 6. P. 1616–1623. DOI: 10.1109/tap.2008.923349.
31. Бэрет С., Слэттен А. Перспективы исследований и разработок в области радиолокационного отражения // Труды Ин-та инженеров по электронике и радиотехнике. 1965. Т. 53, № 8. С. 908–919.
32. Кинг Р., Смит Г. Антенны в материальных средах. В 2 кн. / пер. с англ. В. Б. Штейншлейгера. Москва : Мир. 1984. Кн. 1. 824 с.
33. .Нефедов Е. И. Дифракция электромагнитных волн на диэлектрических структурах. Москва : Наука. 1979. 271 с.
34. Захаров Е. В., Пименов Ю. В. Численный анализ дифракции радиоволн. Москва : Радио и связь. 1982. 184 с.
35. Виноградова М. Б., Руденко О. В., Сухоруков А. П. Теория волн. Москва : Наука. 1979. 383 с.
36. Фелсен Л., Маркувиц Н. Излучение и рассеяние волн / пер. с англ. М. Л. Левина. Москва : Мир, 1978. Т. 2. 556 с.
37. Дмитриев В. И., Захаров Е. В. Интегральные уравнения в краевых задачах электродинамики : учеб. пособие. Москва : Изд-во Моск. ун-та, 1987. 167 с.
38. Каценеленбаум Б. З. Высокочастотная электродинамика. Москва : Наука, 1966. 240 с.

39. Вайнштейн Л. А. Электромагнитные волны. Москва : Радио и связь, 1988. 440 с.
40. Weinmann F. Ray tracing with PO/PTD for RCS modeling of large complex objects // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2006. Vol. 54, №. 6. P. 1797–1806. DOI: 10.1109/tap.2006.875910.
41. Hamel P., Adam J-P., Kubické G., Pouliquen P. An improved hybridization technique of geometrical optics physical optics // ANTEM: Antenna Technology and Applied Electromagnetics 15th International Symposium, 25–28 June 2012. Toulouse, France, 2012. P. 1–6. DOI: 10.1109/ANTEM.2012.6262375.
42. Tian-Qi F., Li-Xin G., Zhong-Yu L. SBR-PO/PTD method for backward scattering of airplane model and application to ISAR image // APMC: Microwave Conference 2015 Asia-Pacific. 2015. Vol. 3. P. 1–3. DOI: 10.1109/APMC.2015.7413517.
43. Weinmann F. Comparison of intersection algorithms for SBR ray tracing on NURBS // APSURSI: Antennas and Propagation Society International Symposium 2012 / IEEE. Chicago, USA, 2012. P. 1–2. DOI: 10.1109/APS.2012.6349081.
44. Bechtel M. E. Application of geometric diffraction theory to scattering from cones and disks // Proceedings of the IEEE. 1965. Vol. 53, №. 8. P. 877–882. DOI: 10.1109/PROC.1965.4066.
45. Вычислительные методы в электродинамике : пер. с англ. / под ред. Р. Митры. Москва : Мир, 1977. 485 с.
46. Klement D., Preissner J., Stein V. Special problems in applying the physical optics method for backscatter computation of complicated objects // IEEE Transaction on Antenna and Propagation. 1988. Vol. 36, № 2. P. 228–237. DOI: 10.1109/8.1100.
47. Adana F. S. de, Gonzalez I., Gutierrez O., Catedra M. F. Asymptotic method for analysis of RCS of arbitrary targets composed by dielectric and/or magnetic materials // IEEE Proceedings – Radar, Sonar and Navigation. 2003. Vol. 150, № 5. P. 1350–2395. DOI: 10.1049/ip-rsn.20030508.

48. Beckmann P. The Depolarisation of Electromagnetic Waves. Boulder, Colo : The Golem Press, 1968. 214 p.
49. Менцер Дж. Р. Дифракция и рассеяние радиоволн : пер. с англ. Москва : Советское радио, 1958. 148 с.
50. Фок В. А Обобщение отраженных формул на случай отражения произвольной волны от поверхности произвольной формы // Журнал эксперимент. и теор. физики. 1950. Т. 20, № 11. С. 961–978.
51. Keller J. B. Geometrical theory of diffraction // J Opt Soc Amer. 1962. Vol. 52. P. 116–130. DOI: [10.1364/josa.52.000116](https://doi.org/10.1364/josa.52.000116).
52. Ufimtsev P. Y. Comments on: Diffraction principles and limitations for RCS reduction techniques // Proceedings of the IEEE. 1996. Vol. 84, № 12. P. 1828–1851. DOI: 10.1109/5.546440.
53. Rius M., Ferrando M., Jofre L. GRECO: Graphical electromagnetic computing for RCS prediction in real time // IEEE Antennas Propagat Mag. 1993. Vol. 35. P. 7–17. DOI: 10.1109/74.207645.
54. Man M., Lei Z., Xie Y., Li X. Bistatic RCS prediction of composite scattering from electrically very large ship-sea geometry with a hybrid facet-based ka and shadow-corrected greco scheme // Progress In Electromagnetics Research B. 2014. Vol. 60. P. 35–48. DOI: 10.2528/PIERB14021003.
55. Bergamaschi L., D'Agostino G., Giordani L., Mana G., Oddone M., The detection of signals buried in noise // Data Analysis, Statistics and Probability. 2013. January. P. 1–12
56. Taravati S., Abdolali A. A new three-dimensional conical ground-plane cloak with homogeneous materials // Progress In Electromagnetics Research M. 2011. Vol. 19. P. 91–104. DOI: 10.2528/PIERM1105100.
57. Maslovskiy A. A., Legenkiy M. N. Geometrical techniques for reducing radar targets detectability // YSC'2014: Proceedings of the conference on Radiophysics, Electronics, Photonics and Biophysics. 2014. URL : <https://www.ysc.org.ua/2014>. (date of application: 25.09.2019).

58. Bouzidi A., Aguili T., RCS Prediction from Planar Near-Field Measurements // Progress in Electromagnetic Research M. 2012. Vol. 22. P. 41–55. URL : <http://www.jpier.org/PIERM/pierm22/04.11101005.pdf> (date of application: 02.09.2019).
59. Борзов А. Б., Соколов А. В., Сучков В. Б., Цифровое моделирование входных сигналов систем ближней радиолокации от сложных радиолокационных сцен // Журнал радиоэлектроники. 2004. № 4. URL : <http://jre.cplire.ru/jre/apr04/3/text.html> (дата обращения: 13.02.2019).
60. Youssef N. Radar cross section of complex targets // Proceedings of the IEEE. 1989. Vol. 77. P. 722–734. URL : <https://pdfs.semanticscholar.org/a254/d4d190ece295ca9c2ef26870ad966022654c.pdf> (date of application: 25.04.2019).
61. Ling H., Chou R-C, Lee S-W. Shooting and bouncing rays: Calculating the RCS of an arbitrarily shaped cavity // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1989. Vol. 37, №. 2. P. 194–205. DOI: 10.1109/8.18706.
62. Cocheril Y., Vauzelle R. A new ray-tracing based wave propagation model including rough surfaces scattering // Progress In Electromagnetics Research. 2007. Vol. 75. P. 357–381. DOI: 10.2528/PIER07061202.
63. Boag E. M. A fast physical optics (FPO) algorithm for double-bounce scattering // IEEE Trans Antennas Propagat. 2004. Vol. 52. P. 205–212. DOI: 10.1109/TAP.2003.822428.
64. Bhalla R., Ling H., Moore J., Andersh D., Lee S., Hughes J. 3D scattering center representation of complex targets using the shooting and bouncing ray technique: A review // IEEE Antennas Propagat Mag. 1998. Vol. 40. P. 30–39.
65. Chen S. H., Jeng S. K. SBR image approach for radio wave propagation in tunnels with and without traffic // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 1996. Vol. 45, №. 3. P. 570–578. DOI: 10.1109/25.533772.

66. Chen Shin-Hon., Jeng Shyh-Kang. An SBR image approach for indoor radio propagation in a corridor // IEICE transactions on electronics. 1995. Vol. 78, № 8. P. 1058–1062.
67. Bhalla R., Moore J., Ling H. A global scattering center representation of complex targets using the shooting and bouncing ray technique // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1997. Vol. 45, № 12. P. 1850–1856. DOI: 10.1109/8.650204.
68. Tao Y., Lin H., Bao H. Kd-tree based fast ray tracing for RCS prediction // Progress In Electromagnetics Research. 2008. Vol. 81. P. 329–341. DOI: 10.2528/PIER08011305.
69. Bang J. K., Kim B. C., Suk S. H., Jin K. S., Kim H. T. Time consumption reduction of ray tracing for RCS prediction using efficient grid division and space division algorithms // J of Electromagnet Wave. 2007. Vol. 21, № 6. P. 829–840. DOI: 10.1163/156939307780749129.
70. Jin K. S., Suh T. I., Suk S. H., Kim B. C., Kim H. T. Fast ray tracing using a space-division algorithm for RCS prediction // J of Electromagnet Wave. 2006. Vol. 20. № 1. P. 119–126. DOI: 10.1163/156939306775777341.
71. Gao P. C., Tao Y. B., Bai Z. H., Lin H. Mapping the sbr and tw-ildcs to heterogeneous cpu-gpu architecture for fast computation of electromagnetic scattering // Progress In Electromagnetics Research. 2012. Vol. 122. P. 137 154. DOI: 10.2528/PIER11092303.
72. Alan H. 3D computer graphics. 3^{-rd} ed. Harlow, England : Addison-Wesley. 2000. Vol. 2. 570 p.
73. Pharr M., Humphreys G. Physically based rendering: from theory to implementation. Amsterdam : Boston : Morgan Kaufmann, 2004. 1019 p.
74. Масловский А. А., Легенъкий М. Н. Об оценке заметности радиолокационных целей, расположенных на подстилающей поверхности //

Вісн. Харків. нац. ун-ту. Серія «Радіофізика та електроніка». 2014. № 1115. Вип. 24. С. 14–22.

75. Ковалев С. В., Нестеров С. М., Скородумов И. А. Определение ЭПР объектов с учетом переотражений от земной поверхности // Радиотехника и электроника. 1996. Т. 41. С. 1304–1310.

76. Matsunami I., Nakamura R., Kajiwara A. RCS Measurements for Vehicles and Pedestrians at 26 and 79 GHz // ICSPCS: 6th International Conference on Signal Processing and Communication Systems. Gold Coast, QLD, Australia. 2012. P. 1–4. DOI: 10.1109/ICSPCS.2012.6508004.

77. Hess D. W. Introduction to RCS measurements // Antennas and Propagation Conference. Loughborough, 2008. P. 37–448. DOI: 10.1109/LAPC.2008.4516860.

78. Legenkiy M., Butrym A., Antyufeyeva M. Evaluation of on-ground object radar detectability reduction // Proceedings of the International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory. Dnipropetrovsk, 2014. P. 254–257. DOI: 10.1109/MMET.2014.6928746.

79. Кулемин Г. П., Тарнавский Е. В. Моделирование карты помех от земной поверхности для РЛС ММД при малых углах скольжения // Радиоэлектронные и компьютерные системы. 2004. № 1. С. 5–12.

80. Antyufeyeva M. S., Legenkiy M. N., Maslovskiy A. A. Influence of Background Surface on Backscattering Pattern of Complex Shape Object // Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals. (5–8 Sept. 2016). Odessa, 2016. P. 179–182.

81. Спосіб визначення ефективної площин розсіяння великогабаритних об'єктів, розташованих на підстильній поверхні : пат. 123925, G01S 7/52 Україна. № u201710180 ; заявл. 23.10.2017 ; опубл. 12.03.2018. Бюл. № 5/2018. 5 с.

82. Кобак В. Радиолокационные отражатели / под ред. О. Н. Леонтьевского. Москва : Советское радио, 1975. 248 с.
83. Legenkiy M. N., Maslovskiy A. A., Khrychev V. S. Processing RCS Distribution for Complex Shape Objects // Telecommunications and Radio Engineering. Kharkiv, 2016. Vol. 75. Is. 20. P. 1825–1836. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v75.i20.30.
84. Xu X., Huang P. A new RCS statistical model of radar targets // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1997. April. Vol. 33, № 2. P. 710–714. DOI: 10.1109/7.588496.
85. Shi W., Shi X.-W., Xu L. RCS characterization of stealth target using χ^2 distribution and longnormal distribution // Progress In Electromagnetic Research M. 2012. Vol. 27. P. 1-10.
86. Papadopoulos S., Mulgrew B. Scenario based RCS statistics of complex ground targets // 2008 IEEE Radar Conference (26–30 May). Rome, Italy, 2008. P. 1–5. DOI: 10.1109/RADAR.2008.4721092.
87. Balajti I. RCS statistical aspects of Collocated Multi-Band Radar Systems composed of "VHF", "L" and "X" Band Radars // An International Journal of Security, Strategy, Defense Studies, Military Technology and Public Management of the National University of Public Service. 2007. Vol. 6, № 4. P. 721–756. URL : <https://www.readkong.com/page/rcs-statistical-aspects-of-collocated-multi-band-radar-7031531> (date of application: 04.04.2019).
88. Hu C., Xu J., Li N., Zhang L. Indoor Accurate RCS Measurement technique on UHF Band // Progress In Electromagnetic Research, PIER 81. 2008. P. 279–289. URL : <http://www.jpier.org/PIER/pier81/18.08011402.pdf> (date of application: 03.08.2019).
89. Масловський О. А., Легенький М. М., Антюфєєва М. М. Оцінка кроку для розрахунку (вимірювання) діаграми зворотного розсіяння об'єктів

складної форми // Вісн. Харків. нац. ун-ту імені В. Н. Каразіна. Серія «Радіофізика та електроніка». 2016. Вип. 25. С. 74–79.

90. Maslovskiy A., Legenkiy M., Antyufeyeva M. BSP Step for Complex Target RCS Measuring or Calculation // Msmw'2016: The 9th International Kharkiv Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves, (21–24 June 2016). Kharkiv, 2016. DOI: 10.1109/MSMW.2016.7538076.

91. Maslovskiy A., Legenkiy M., Antyufeyeva M. BSP Step for On-Ground Targets RCS Measuring or Calculation // MMET'2016: Proceedings of the conference Mathematical Methods in Electromagnetic Theory, (5–7 July 2016). Lviv, 2016. DOI: 10.1109/MMET.2016.7544052.

92. Rice J. Mathematical Statistics and Data Analysis. 3rd ed. Belmont : Wadsworth Publishing Co Inc, 672 p. URL : <https://epdf.pub/mathematical-statistics-and-data-analysis65096.html> (date of application: 16.06.2019).

93. Pearson K. Contributions to the Mathematical Theory of Evolution. II. Skew Variation in Homogeneous Material // Philosophical Transactions of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences. 2012. Vol. 186. P. 343–414. URL : https://bayes.wustl.edu/Manual/Pearson_1895.pdf (date of application: 23.06.2019).

94. Wilk M. B., Gnanadesikan R. Probability plotting methods for the analysis of data // Biometrika (Biometrika Trust). 1968. Vol. 55, № 1. P. 1–17. URL : <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.860.6347&rep=rep1&type=pdf> (date of application: 20.09.2019).

95. Swerling P. Probability of detection for fluctuating targets // IRE Transactions on Information Theory. 1960. Vol. 6, № 2. P. 269-308. DOI: 10.1109/TIT.1960.1057561.

96. Antyufeyeva M. S., Butrym A. Y., Kolchigin N. N., Legenkiy M. N., Maslovskiy A. A., Osinovy G. G. Specific RCS for describing the scattering

characteristic of complex shape objects // Progress In Electromagnetics Research M. 2016. Vol. 52. P. 191–200. DOI: 10.2528/PIERM1604290.

97. Corbel C., Bourlier C., Pinel N., Chauveau J. Rough Surface RCS Measurements and Simulations Using the Physical Optics Approximation // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2013. Vol. 61, № 10. P. 5155–5165. DOI: 10.1109/TAP.2013.2265253.

98. Legenkiy M., Maslovskiy A. Specific RCS for On-Ground Radiolocation Target // MRRS-2017: IEEE Microwave, Radar and Remote Sensing Symposium, (29–31 Aug. 2017). Kyiv, 2017. P. 211–214. DOI: 10.1109/MRRS.2017.8075065.

99. Справочник по радиолокации / под ред. М. Сколника. Москва : Сов. радио, 1976. 456 с.

100. Способ измерения диаграмм эффективной площади рассеяния крупногабаритных объектов над границей раздела сред "воздух-земля": пат. 2527490 Российская Федерация, №2326400, G01S 13/00. URL : <https://findpatent.ru/patent/252/2527490.html> (дата обращения: 17.09.2019).

101. Hans G. Sch. The Art and Science of Ultra-Wideband Antennas. 2^{-nd}ed. Boston Artech House, 2015. 563 p.

102. Спосіб вимірювання ефективної площин розсіяння великогабаритних об'єктів в близкій зоні: пат. 119169, G01S 13/00. Україна. № u201703910 ; заявл. 20.04.2017; опубл. 11.09.2017. Бюл. № 17/2017. 5 с.

103. Колчигин Н. Н., Васильченко И. И. Декомпозиционный способ экспериментального определения эффективной площади рассеяния объектов сложной формы // Вестн. Харьков. нац. ун-та. Серия «Радиофизика и электроника». 1998. № 405. С. 87–90.

104. Maslovskiy A., Legenkiy M., Kolchigin N. Decomposition method for complex target RCS measuring // UKRCON: IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering. (29 May – 2 June 2017). Kyiv. 2017. P. 156–159. DOI: 10.1109/UKRCON.2017.8100451.

105. Gorobets N. N., Lebedev A. S., Elizarenko A. A. Spatial distribution of the amplitude of electromagnetic waves in the near zone of linear and flat antenna arrays // 2017 XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT) / IEEE. Kiev, 2017. P. 180–182. DOI: 10.1109/ICATT.2017.7972615.
106. Горобец Н. Н., Овсянникова Е. Е. Волновые процессы в ближней зоне апертурных антенн с раскрытом круглой формы // Вісн. Харків. нац. ун-ту імені В. Н Каразіна. Серія «Радіофізика та електроніка». 2017. № 1117. Вип. 26. С. 24–34.
107. Борзов А. Б., Соколов А. В., Сучков В. Б. Методы цифрового моделирования радиолокационных характеристик сложных объектов на фоне природных и антропогенных образований // Журнал радиоэлектроники. 2000. № 3. URL : <http://jre.cplire.ru/mac/mar00/3/text.html> (дата обращения: 19.10.2019).
108. Legenkiy M. N., Kolchigin N. N., Maslovskiy A. A. Simulation of measuring RCS of complex scatterers by the decomposition method // Telecommunications and Radio Engineering. Kharkiv. 2017. Vol. 76, № 12. P. 1111–1120. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v76.i12.70.
109. Kolchigin N., Legenkiy M., Maslovskiy A., Demchenko A., Vinnichenko S., Vasilchenko I., Rolenko S., Devyatilov Yu, Glebov V. Decomposition Method For Determining The High Reflected Sections Of A Complex Object Surface // Telecommunications and Radio Engineering. Kharkiv, 2018. Vol. 77. № 11. P. 945–956. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v77.i11.20.
110. Устройство для измерения коэффициента отражения объекта в свободном пространстве: пат. №1554594, G01R27/06, G01N22/00 ; опубл. 27.08.1995. URL : <https://findpatent.ru/patent/155/1554594.html> (дата обращения: 14.10.2019).
111. Maslovskiy A., Legenkiy M. Experimental Measuring of Bright Spots on Complex Shape Object Surface with Decomposition Method // 9th International

Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals. (4–7 Sept. 2018). Odessa, 2018. DOI: 10.1109/UWBUSIS.2018.8520217.

112. Алексеев А. Г., Штагер Е. А., Козырев С. В. Физические основы технологии STEALTH. Санкт-Петербург : ВВМ, 2007. 284 с.

113. Maslovskiy A. A., Legenkiy M. N. Analysis of Geometrical Techniques for Reducing Radar Detectability of On-Ground Targets // YSF'2015: International young scientist forum on applied physics, (29 Sept – 1 Oct 2015). Dnipropetrovsk, 2015. P. 1–4. DOI: 10.1109/YSF.2015.7333149.

114. Chang S., Senior T. Scattering by a spherical shell with a circular aperture. University of Michigan, 1969. 137 p.

115. Wu T. K. From cloaking of conducting cylinder to RCS reduction/enhancement // Radio Science Meeting (Joint with AP-S Symposium, 1–13 July 2013), USNC-URSI / IEEE. Lake Buena Vista, FL, USA, 2013. P. 133. DOI: 10.1109/USNC-URSI.2013.6715439.

116. Спосіб маскування стаціонарних і рухомих об'єктів складної форми за допомогою радіопоглинаючих матеріалів: пат. 125605, F41H 3/00. № u201800452 ; заявл. 17.01.2018 ; опубл. 10.05.2018. Бюл. № 9/2018. 8 с.

117. Легенький М. Н., Масловский А. А., Колчигин Н. Н., Демченко А. А. Частичная маскировка объектов сложной формы с помощью радиопоглощающих материалов // Вестн. Харьков. нац. ун-та имени В. Н. Каразина. Серия «Радиофизика и электроника». 2017. Вып. 27. С. 3–8.

118. Понькин В. Ф., Ярыгин Ф. П. Снижение радиолокационной заметности вооружения и военной техники проблемы и пути их решения // Военная мысль. 2005. № 8. С. 10–13.

119. Сухаревский О. И., Василец В. А., Сазонов А. З., Ткачук К. И. Расчет рассеяния электромагнитной волны на идеально проводящем объекте, частично покрытом радиопоглощающим материалом с помощью

триангуляционных кубатурных формул // Радиофизика и радиоастрономия. 2000. № 5(1). С. 47–54.

120. Jeng S. K. Near-field scattering by physical theory of diffraction and shooting and bouncing rays // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1998. Vol. 46, №. 4. P. 551–558. DOI: 10.1109/APS.1997.631768.

121. Львова Л. А. Радиолокационная заметность летательных аппаратов. Снежинск : Изд-во РФЯЦ – ВНИИТФ, 2003. 232 с.

122. Лагарьков А. Н. Погосян М. А. Фундаментальные и прикладные проблемы стелс-технологий // Вестн. Рос. Акад. наук. 2003. № 73(9). С. 779–787.

123. Никольский Б. А. Методы и средства радиоэлектронной защиты летательных аппаратов : учеб. пособие, Самара : Изд-во Самар, гос. аэрокосм, ун-та, 2007. Ч. 2. 79 с.

124. Kulemin G. P. Millimeter-wave radar targets and clutter / ed. D. K. Barton. Boston : Artech House, 2003. 327 p.

125. Maslovskiy A. A., Nechitaylo S. V., Vasylets V., Sukharevsky O. Method of radar masking of the ground based military equipment objects // Telecommunications and Radio Engineering. 2019. Vol. 78, №. 1. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v78.i1.60.

126. Семенов А. А. Теория электромагнитных волн. Москва : Изд-во Моск. ун-та, 1968. 317 с.

127. Верба В. С., Неронский Л. Б., Осипов И. Г., Турук В. Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования. Москва : Радиотехника, 2010. 680 с.

128. Солунина В. Л., Павельев В. А., Хаминов Д. В. Рассеяние электромагнитных волн миллиметрового диапазона природными и антропогенными объектами. Москва : Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2009. 277 с.

129. Иванов В. К., Курекин А. С., Яцевич С. Е., Можаев А. А., Гутник А. В. Исследование обратного рассеяния радиоволн от малоразмерных объектов при дистанционных методах зондирования земли // Системи обробки інформації. 2005. Вип. 2(42). С. 161–165.
130. Внотченко С. Л., Достовалов М. Ю., Ермаков Р. В., Мусинянц Т. Г., Севалкина Е. П. Основные результаты зондирования земной и водной поверхности многочастотным радиолокационным комплексом радиолокаторов с синтезированной апертурой «Компакт» // Вестн. СибГАУ. 2013. № 5(51). С. 35–38.
131. Верба В. С. Авиационные комплексы радиолокационного дозора и наведения. Состояние и перспективы развития. Москва : Радиотехника, 2008. 432 с.

ДОДАТОК

Список публікацій здобувача за темою дисертації

1. **Масловский А. А.**, Легенький М. Н. Об оценке заметности радиолокационных целей, расположенных на подстилающей поверхности // Вісн. Харків. нац. ун-ту імені В. Н. Каразіна. Серія «Радіофізика та електроніка». 2014. № 1115. Вип. 24. С. 14–22. (*Особистий внесок здобувача: проведення статистичної обробки результатів розрахунку дифракції хвиль на об'єктах складної форми, розташованих на підстильній поверхні, аналіз результатів числових розрахунків*).
2. **Масловський О. А.**, Легенький М. М., Антюфєєва М. С. Оцінка кроку для розрахунку (вимірювання) діаграми зворотного розсіяння об'єктів складної форми // Вісн. Харків. нац. ун-ту імені В. Н. Каразіна. Серія «Радіофізика та електроніка». 2016. Вип. 25. С. 74–79. (*Особистий внесок здобувача: проведення статистичної обробки результатів розрахунку дифракції хвиль на об'єктах складної форми, числові розрахунки, створення моделі об'єкту складної форми*).
3. **Масловский А. А.**, Легенький М. Н., Демченко А. А., Колчигин Н. Н. Частичная маскировка объектов сложной формы с помощью радиопоглощающих материалов // Вісн. Харків. нац. ун-ту імені В. Н. Каразіна. Серія «Радіофізика та електроніка». 2017. Вип. 27. С. 3–8. (*Особистий внесок здобувача: створення моделі об'єкту складної форми, проведення числових розрахунків, аналіз результатів*).

Наукові праці у фахових виданнях, що входять до міжнародних наукометричних баз:

4. Legenkiy M. N., **Maslovskiy A. A.**, Khrychev V. S. Processing RCS Distribution for Complex Shape Objects // Telecommunications and Radio Engineering. Kharkiv, 2016. Vol. 75, Iss. 20. P. 1825–1836. (*Особистий внесок здобувача: створення моделі об'єкту складної форми, розрахунок розсіяння електромагнітних хвиль на цьому об'єкті*). (Видання входить до міжнародної наукометричної бази Scopus).

5. Legenkiy M. N., Kolchigin N. N., **Maslovskiy A. A.** Simulation of measuring RCS of complex scatterers by the decomposition method // Telecommunications and Radio Engineering. Kharkiv, 2017. Vol. 76, Iss. 12. P. 1111–1120. (*Особистий внесок здобувача: створення моделі об'єкту складної форми, проведення числових розрахунків за допомогою декомпозиційної методики*). (Видання входить до міжнародної наукометричної бази Scopus).

6. Kolchigin N., Legenkiy M., **Maslovskiy A.**, Demchenko A., Vinnichenko S., Vasilchenko I., Rolenko S., Devyatilov Yu., Glebov V. Decomposition Method For Determining The High Reflected Sections Of A Complex Object Surface // Telecommunications and Radio Engineering. Kharkiv, 2018. Vol. 77, Iss. 11. P. 945–956. (*Особистий внесок здобувача: створення моделі об'єкту складної форми, проведення числових розрахунків, допомога в проведенні натурних вимірювань, аналіз результатів*). (Видання входить до міжнародної наукометричної бази Scopus).

7. **Maslovskiy A.**, Vasylets V., Nechitaylo S., Sukharevsky O. Method Of Radar Masking Of The Ground Based Military Equipment Objects // Telecommunications and Radio Engineering. Kharkiv, 2019. Vol. 78, №. 1. P. 47–58. (*Особистий внесок здобувача: створення моделі об'єкту, участь в обговоренні та аналізі результатів*). (Видання входить до міжнародної наукометричної бази Scopus).

Наукові праці у фахових закордонних виданнях:

8. Antyufeyeva M. S., Butrym A. Y., Kolchigin N. N., Legenkiy M. N., **Maslovskiy A. A.**, Osinovy G. G. Specific RCS for describing the scattering characteristic of complex shape objects // Progress In Electromagnetics Research M. 2016. Vol. 52. P. 191–200. (*Особистий внесок здобувача: проведення числових розрахунків, створення моделі об'єкту складної форми*). (Видання входить до міжнародної наукометричної бази Scopus, Web of Science).

Наукові праці апробаційного характеру (тези доповідей на наукових конференціях) за темою дисертації:

9. **Maslovskiy A. A.**, Legenkiy M. N. Geometrical techniques for reducing radar targets detectability // 14th Kharkiv Young Scientists Conference On Radiophysics, Electronics, Photonics And Biophysics, (14–17 Oct. 2014). Kharkov, 2014. (*Особистий внесок здобувача: створення моделі об'єкту, проведення числових розрахунків*).

10. **Maslovskiy A. A.**, Legenkiy M. N. Analysis of Geometrical Techniques for Reducing Radar Detectability of On-Ground Targets // YSF'2015: International young scientist forum on applied physics, (29 Sept. – 2 Oct. 2015). Dnipropetrovsk, 2015. P. 1–4. (*Особистий внесок здобувача: створення моделі об'єкту складної форми, проведення числових розрахунків, аналіз результатів*). (Видання входить до міжнародної наукометричної бази Scopus, Web of Science).
11. **Maslovskiy A.**, Legenkiy M. Antyufeyeva M. BSP Step for Complex Target RCS Measuring or Calculation // Msmw'2016: The 9th International Kharkov Symposium On Physics And Engineering Of Microwaves, Millimeter And Submillimeter Waves, (20–24 June 2016). Kharkiv, 2016. (*Особистий внесок здобувача: створення моделі об'єкту складної форми, проведення числових розрахунків, проведення статистичної обробки отриманих даних*). (Видання входить до міжнародної наукометричної бази Scopus, Web of Science).
12. **Maslovskiy A.**, Legenkiy M., Antyufeyeva M. BSP Step for On-Ground Targets RCS Measuring or Calculation // MMET'2016: Proceedings of the conference Mathematical Methods in Electromagnetic Theory. (5–7 July 2016). Lviv, 2016. P. 306–309. (*Особистий внесок здобувача: створення моделі наземного об'єкту складної форми, проведення числових розрахунків, проведення статистичної обробки отриманих даних*). (Видання входить до міжнародної наукометричної бази Scopus, Web of Science).
13. Antyufeyeva M.S., Legenkiy M.N., **Maslovskiy A.A.** Influence of Background Surface on Backscattering Pattern of Complex Shape Object // Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals. (5–8 Sept. 2016). Odessa, 2016. P. 179–182. (*Особистий внесок здобувача: створення моделі наземного об'єкту складної форми, проведення числових розрахунків, аналіз даних*). (Видання входить до міжнародної наукометричної бази Scopus, Web of Science).
14. **Maslovskiy A. A.**, Legenkiy M. N., Kolchigin N. N. Decompsition method for complex target RCS measuring // UKRCON: IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering, (29 May – 2 June 2017). Kyiv, 2017. P. 156–159. (*Особистий внесок здобувача: створення моделі об'єкту складної форми, проведення числових розрахунків за допомогою декомпозиційної методики*). (Видання входить до міжнародної наукометричної бази Scopus, Web of Science).
15. Legenkiy M., **Maslovskiy A.** Specific RCS for On-Ground Radiolocation Target // MRRS-2017: IEEE Microwave, Radar and Remote Sensing

Symposium, (29–31 Aug. 2017). Kyiv, 2017. P. 211–214. (*Особистий внесок здобувача: створення моделі наземного об’єкту складної форми, проведення числових розрахунків*). (Видання входить до міжнародної наукометричної бази Scopus, Web of Science).

16. **Maslovskiy A.**, Legenkiy M. Experimental Measuring of Bright Spots on Complex Shape Object Surface with Decomposition Method // 9th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals, (4–7 Sept. 2018). Odessa, 2018. P. 181–184. (*Особистий внесок здобувача: створення моделі об’єкту складної форми, проведення числових розрахунків декомпозиційною методикою, порівняння даних числового моделювання та натурних вимірювань*). (Видання входить до міжнародної наукометричної бази Scopus, Web of Science).

Патенти України за темою дисертації:

17. Спосіб вимірювання ефективної площин розсіяння великогабаритних об’єктів в близькій зоні: пат. 119169, G01S 13/00. Україна. № u201703910 ; заявл. 20.04.2017; опубл. 11.09.2017. Бюл. № 17/2017. 5 с. (*Особистий внесок здобувача: створення моделі об’єкту складної форми, проведення числових розрахунків, створення ілюстрацій до заявки*).

18. Спосіб визначення ефективної площин розсіяння великогабаритних об’єктів, розташованих на підстильній поверхні : пат. 123925, G01S 7/52 Україна. № u201710180 ; заявл. 23.10.2017 ; опубл. 12.03.2018. Бюл. № 5/2018. 5 с. (*Особистий внесок здобувача: створення моделі об’єкту складної форми, проведення числових розрахунків, створення ілюстрацій до заявки*).

19. Спосіб маскування стаціонарних і рухомих об’єктів складної форми за допомогою радіопоглинаючих матеріалів: пат. 125605, F41H 3/00. Україна. № u201800452; заявл. 17.01.2018; опубл. 10.05.2018. Бюл. № 9/2018. 8 с. (*Особистий внесок здобувача: створення моделі об’єкту складної форми, проведення числових розрахунків, створення ілюстрацій до заявки*).