

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ЧЕРНІВЕЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ІМЕНІ ЮРІЯ ФЕДЬКОВИЧА

Кваліфікаційна наукова праця
на правах рукопису

ТКАЧ ВЛАДИСЛАВ ОЛЕГОВИЧ

УДК 621.376:621.372.332

ДИСЕРТАЦІЯ
МОДУЛЯЦІЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ СИГНАЛІВ З
ВИКОРИСТАННЯМ МЕТАПОВЕРХОНЬ ДЛЯ ПОКРАЩЕННЯ
ДЕТЕКТУВАННЯ ТА ІДЕНТИФІКАЦІЇ РОЗСПИВАННЯ

172 – Телекомунікації та радіотехніка

17 – Електроніка та телекомунікації

Подається на здобуття наукового ступеня доктора філософії.

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

 Ткач В.О.

Науковий керівник: к.т.н., доцент, асистент кафедри радіотехніки та інформаційної безпеки Галюк Сергій Дмитрович

Чернівці – 2025

АНАТОЦІЯ

Ткач В.О. Модуляція електромагнітних сигналів з використанням метаповерхонь для покращення детектування та ідентифікації розсіювачів. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора філософії за спеціальністю 172 – Телекомунікації та радіотехніка. – Чернівецький національний університет імені Юрія Федьковича, Чернівці, 2025.

Дисертаційна робота присвячена вивченню електромагнітних (ЕМ) властивостей метаматеріалів та їх складових компонентів з метою їх застосування для модифікації ліній передавання і, як результат, розроблення смугових фільтрів із заданими характеристиками, зокрема, керованими в часі; розробленню компактних структур з підвищеним значенням ефективної площі розсіювання (ЕПР) для покращення радіолокаційної видимості малопомітних об'єктів; а також використанню таких резонаторів для маркування та, радіочастотної ідентифікації безпілотних літальних апаратів (БПЛА) на основі радіолокаційного розпізнавання унікальних патернів за рахунок ефекту мікро-Доплера відбитої від об'єкту ЕМ-хвилі.

У **вступі** обґрунтовано актуальність теми дисертаційної роботи, сформульовано мету і задачі проведених досліджень, визначено наукову новизну та практичне значення одержаних результатів, представлені методи, об'єкт і предмет досліджень, зазначено особистий внесок здобувача, а також наведено дані щодо публікацій за темою дисертації.

У **першому розділі** здійснено огляд актуальних на сьогодні літературних джерел. Розглянуто механізми розсіювання енергії ЕМ-хвиль від різного типу нерухомих та рухомих об'єктів, основні фізичні обмеження, що накладаються на рівень розсіювання та можливості реалізації розсіювачів, що здатні перевищити ці обмеження, – надрозсіювачів. Встановлено, що реалізація надрозсіювачів можлива із використанням метаматеріалів, проте їх дизайн зазвичай вимагає високої точності розрахунків, що, на сьогоднішній

день, вирішується шляхом оптимізації параметрів їх складових компонентів – довжин прямих металевих провідників (електричних диполів) і загальних розмірів, орієнтацією і модифікацією розрізу розрізних кільцевих резонаторів (РКР) (магнітних диполів). Один з поширених методів оптимізації полягає у використанні генетичних алгоритмів на основі штучної нейронної мережі. Актуальні завдання сучасної радіолокації, пов'язані із покращенням видимості БПЛА із малим значенням ЕПР, можуть бути вирішені шляхом застосування надрозсіювачів. Ще одним кроком до збільшення радіолокаційної помітності об'єктів, особливо для задач детектування та ідентифікації, є розроблення методів на основі ефекту мікро-Доплера, принципи та приклади використання якого також розглянуто в межах розділу. Окрім того увагу приділено методам імпедансної та механічної модуляції, що пояснюють виникнення ефекту мікро-Доплера.

Другий розділ присвячено аналізу та оптимізації параметрів різних геометричних конфігурацій РКР з метою керування їх частотним відгуком, зокрема, значенням резонансної частоти. Моделювання та експериментальні дані показали можливість застосування РКР у діапазоні частот 0,6-2,2 ГГц при незмінній площі РКР. Також продемонстровано можливість керування ЕМ-характеристиками РКР в часі шляхом введення в розріз біполярного транзистора, що працює в ключовому режимі. На основі оптимізованих РКР розроблено смугові фільтри та експериментально продемонстровано можливість керування смугою їх робочих частот. Завдяки високій чутливості РКР до діелектричних об'єктів, ці структури дозволяють створювати сенсорні пристрої, що реагують на появу об'єктів в зоні близького поля. Цей ефект використано для розроблення пристрою здатного детектувати ці зміни в часі та конвертувати їх у цифрові імпульси. Ця розробка стала основою сенсорного пристрою виявлення дотиків пальця людини та використання його як складової системи контролю доступу.

Наукова новизна результатів, отриманих у другому розділі, полягає у тому що:

- ***Удосконалено*** метод синтезу РКР шляхом зміни внутрішніх геометричних параметрів, що уможливило контроль їх резонансної частоти у надширокому діапазоні частот від 0,65 ГГц до 2,2 ГГц та застосування в пристроях контролю доступу з комбінуванням РКР з різним значенням резонансних частот для формування унікальних систем сенсорів з надзвичайною чутливістю у зоні сильної близькопольової взаємодії, а також побудови смугових фільтрів на основі модифікованих РКР.
- ***Набув подальшого розвитку*** метод керування смугою робочих частот адаптивного смугового фільтра мікрохвильового діапазону на основі РКР шляхом введення керованих радіоелементів, таких як: варакторний діод для неперервної зміни ємності і, відповідно, неперервного контролю резонансної частоти РКР та біполярний транзистор, що працює у ключовому режимі для дискретної зміни ємності РКР між двома станами. Це уможливило синтез адаптивних смугових фільтрів, що використовують варакторний діод як параметр налаштування ЕМ-характеристик РКР та забезпечують можливість контролю смуги пропускання в діапазоні від 110 МГц до 180 МГц навколо центральної частоти 1,1 ГГц.

Третій розділ присвячено вивченню явища надрозсіювання, коли в досить малому (по відношенню до довжини хвилі) об'ємі концентрується масив одиночних резонаторів, що як об'ємна структура характеризується збільшеною ЕПР (порівняно зі своїми лінійними розмірами). У роботі використано РКР, що є магнітними диполями, та прямі провідники, що є електричними диполями. Задача оптимізації такого розміщення складна, оскільки в зоні сильної близькопольової взаємодії кожен компонент має тенденцію до «спектрального розпорошення» власних резонансних режимів. У випадку великої кількості складових компонентів значно зростає кількість

параметрів (розміри РКР та їх просторова орієнтація, довжина провідників та їх просторова орієнтація, тощо), що унеможлиблює аналітичні розрахунки. Через це для оптимізації використано генетичний алгоритм за допомогою якого отримано метаструктури, що демонструють збільшену ЕПР. З урахуванням співвідношення фізичних розмірів до довжини хвилі, такі метаструктури можна віднести до класу надрозсіювачів. Експериментально реалізовано структури розмірністю $2 \times 2 \times 2$ елементи висотою 10 мм та $3 \times 3 \times 3$ елементи висотою 20 мм. За рахунок малих масогабаритних розмірів та високого значення ЕПР, надрозсіювачі можуть прикріплюватися до малопомітних об'єктів збільшуючи їх радіолокаційну видимість. Експериментальні дослідження проведені на відкритому просторі з використанням квадрокоптера DJI Mini 2 показали, що відстань детектування радаром зростає від 1,5 до 5 разів в залежності від розмірності структури.

Наукова новизна висновків, отриманих у третьому розділі, полягає у тому що:

- *Вперше* запропоновано метод синтезу об'ємних метаструктур зі збільшеною ЕПР шляхом еволюційної оптимізації розподілу власних мод резонаторів, що забезпечується контролем розподілу їх мультиполів з метою підвищення властивостей розсіювання. Це, в залежності від розмірності структури ($2 \times 2 \times 2$ чи $3 \times 3 \times 3$), уможливило збільшення ЕПР у 16 та 80 разів для маркованого БПЛА типу DJI Mini 2 порівняно з немаркованим, що призвело до зростання відстані детектування у 1,5 та 5 разів відповідно.

Четвертий розділ зосереджений на розвитку та реалізації ідеї маркування БПЛА пасивними резонаторами для їх ідентифікації. Суть пропозиції у використанні ефекту мікро-Доплера, що полягає у зміні характеристик вторинного випромінювання при відбиванні сигналу від складових об'єкту, які здійснюють мікроколивання або вібрації (наприклад, пропелери БПЛА, гвинт вертольоту, руки і ноги людини, крила птахів, тощо). Кожен із цих мікрорухів має свій особливий патерн, що може бути

ідентифікований шляхом аналізу спектру відбитої від нього ЕМ-хвилі. Проблема полягає в тому, що малі БПЛА характеризуються подібним до птахів значенням ЕПР, часто подібною частотою обертання пропелерів та здійснюють польоти там, де і птахи. В сучасних науково-технічних рішеннях проблему розпізнавання та класифікації таких об'єктів частково вирішує штучний інтелект, проте його застосування потребує надзвичайно великої кількості експериментальних даних для навчання, що часто стає проблематичним або неможливим. Варто зазначити, що штучний інтелект взагалі не вирішує завдання розпізнавання БПЛА однієї серії. Запропоноване маркування пропелерів резонансними пасивними компонентами покликане розв'язати завдання розрізнення штучних та природних об'єктів з низьким значенням ЕПР та уможливити ідентифікацію однотипних об'єктів. Дослідження показали, що в залежності від кількості лопатей БПЛА, можна задавати значну кількість кодів-ідентифікаторів (наприклад, DJI Mini 2 має 4 пропелера по 2 лопаті, тому можна задавати 8-розрядний код, проте за виключенням симетричних комбінацій). Шляхом моделювання та експериментальних досліджень встановлено, що різні комбінації демонструють відмінні ЕМ-відгуки, яким відповідають унікальні спектральні патерни. Такі сигнали значно відрізняються від природних, а, отже, легко ідентифікуються радаром. Зібрані експериментальні дані використано для навчання алгоритму в чистому вигляді та зі штучним додаванням шумів. Навчену модель застосовано для розпізнавання БПЛА з випадковою траєкторією польоту. Імовірність правильної ідентифікації перевищувала 98% при значенні співвідношення сигнал/шум 20 дБ. Розпізнавання також можливе при менших співвідношеннях сигнал/шум, проте залежить від відстані Хемінга між кодовими комбінаціями.

Наукова новизна результатів, отриманих у четвертому розділі, полягає у тому що:

- *Вперше* запропоновано метод ідентифікації БПЛА шляхом маркування його лопатей пасивними резонансними розсіювачами,

що, в залежності від їх взаємного розміщення, дозволяє задавати коди-ідентифікатори, які можна розрізнити на основі аналізу індивідуальних спектральних розподілів, зумовлених впливом ефекту мікро-Доплера на відбиті ЕМ-хвилі. Ефективність методу перевірена шляхом реалізації алгоритму розрізнення сигналів на основі згорткової нейромережі, де отримано ймовірності правильного розпізнавання не менше 0,98 при співвідношенні сигнал/шум 20 дБ.

При виконанні дисертаційної роботи отримано наступні практичні результати:

- Розроблено автономний пристрій на базі мікроконтролера Arduino nano для аналізу АЧХ в діапазоні частот від 0,1 ГГц до 2,5 ГГц, що характеризується нижчою собівартістю в порівнянні з аналогами.
- Реалізовано пристрій контролю доступу на основі лінії передавання модифікованої РКР із різними ЕМ-характеристиками. Пристрій характеризується високим рівнем захищеності, оскільки простір ключів K залежить від кількості РКР із різними значеннями резонансних частот, наприклад, для досліджених 14 типів РКР $K = 10^{15}$.
- Розроблено адаптивний смуговий фільтр на основі модифікації РКР з можливістю динамічної зміни його ЕМ-характеристик шляхом введення керованого радіoeлемента (варакторного діода чи транзистора), що дозволяє забезпечити контроль робочої смуги шириною до 180 МГц навколо центральної частоти, що становить 1,1 ГГц. Особливість пристрою полягає в тому, що значення центральної частоти може змінюватись шляхом зміни внутрішніх геометричних параметрів РКР при збереженні його загальних розмірів в діапазоні частот від 0,65 ГГц до 2,2 ГГц.
- Розроблено надрозсіювач, застосування якого дозволяє збільшити максимальну відстань детектування малопомітних об'єктів (БПЛА із малим значенням ЕПР близько $0,01 \text{ м}^2$). Такий надрозсіювач є об'ємним метаматеріалом у вигляді комбінації електричних і

магнітних диполів, що є компактною структурою у порівнянні із робочою довжиною хвилі (для структури розмірністю $2 \times 2 \times 2$ елементи габаритний розмір складає 100 мм на 100 мм з висотою 10 мм або структури розмірністю $3 \times 3 \times 3$ елементи – розміром 150 мм на 150 мм з висотою 20 мм, що становить 3,3 та 5 довжини хвилі відповідно), проте характеризується високим значенням ЕПР, що становить відповідно $0,16 \text{ м}^2$ та $0,8 \text{ м}^2$. Це дозволило збільшити відстань детектування у 1,5 рази для структури розмірністю $2 \times 2 \times 2$ та у 5 разів для структури розмірністю $3 \times 3 \times 3$.

- Запропоновано використання маркування пластикових лопатей БПЛА шляхом задання унікальних кодів-ідентифікаторів пасивними резонансними розсіювачами, що відкриває можливість ідентифікації БПЛА однієї серії, за умови проведення маркування для визначених комбінацій лопатей.

Ключові слова: метаматеріали та метаповерхні, поляризація, інтерференція, випромінювання, розсіювання (об'єкт розсіювання), фаза та амплітуда сигналу, модуляція сигналів (аналогова та цифрова), діаграма спрямованості, частотний діапазон, передавально-приймальна антена (резонансна антена), безпілотні літальні апарати, результати моделювання, ефект мікро-Доплера, штучна нейронна мережа, коефіцієнти відбивання і проходження.

ABSTRACT

Tkach V.O. Metasurfaces-based electromagnetic signal modulation for scatterers detection and identification enhancement. – Qualifying scientific work in the form of a manuscript.

Dissertation for the degree of Doctor of Philosophy in specialty 172 – Telecommunications and Radio Engineering. – Yuriy Fedkovych Chernivtsi National University. Chernivtsi, 2025.

The dissertation work is devoted to the study of electromagnetic (EM) properties of metamaterials and their constituent components with the aim of their application for modification of transmission lines and, as a result, the development of bandpass filters with specified characteristics, in particular, time-controlled ones; the development of compact structures with an increased value of the Radar Cross Section (RCS) to improve the radar visibility of low-visibility objects; as well as the use of such resonators for marking and, as a result, radio frequency identification of unmanned aerial vehicles (UAVs) based on radar recognition of unique patterns due to the micro-Doppler effect of the EM wave reflected from the object.

The **Introduction** substantiates the relevance of the dissertation topic, formulates the purpose and objectives of the research, determines the scientific novelty and practical significance of the results obtained, presents the methods, object and subject of research, indicates the personal contribution of the applicant, and also provides data about publications on the topic of the dissertation.

The first section reviews the current literature. The mechanisms of EM wave energy scattering from various types of stationary and moving objects, the main physical limitations imposed on the level of scattering, and the possibilities of implementing scatterers capable of exceeding these limitations – super-scatterers – are considered. It has been established that the implementation of super-scatterers is possible using metamaterials, however, their design usually requires high accuracy of calculations, which, to date, is solved by optimizing the parameters of their constituent components - the lengths of straight metal conductors (electric dipoles) and overall dimensions, by orientation and modification of the cross-section of split ring resonators (SRRs) (magnetic dipoles). One of common optimization methods is the use of genetic algorithms based on an artificial neural network. Current tasks of modern radar, related to improving the visibility of UAVs with a low RCS value, can be solved using super-scatterers. Another step towards increasing the radar visibility of objects, especially for detection and identification tasks, is the development of methods based on the micro-Doppler effect, the principles and examples of its use are also considered within the section. Attention is also paid to

the methods of impedance and mechanical modulation, which explain the occurrence of the micro-Doppler effect.

The second section is devoted to the analysis and optimization of parameters of various geometric configurations of SRRs, in order to control their frequency response, in particular, the value of the resonant frequency. Simulation and experimental data showed the possibility of using SRRs in the frequency range of 0.6-2.2 GHz with a constant SRR area. The possibility of controlling the EM characteristics of the SRR in time by introducing a bipolar transistor operating in the switching mode into the cut is also demonstrated. Based on optimized SRRs, bandpass filters were developed, and the possibility of controlling their operating frequency band was experimentally demonstrated. Due to the high sensitivity of SRRs to dielectric objects, these structures allow the creation of sensor devices that respond to the appearance of objects in the near-field zone. This effect was used to develop a device capable of detecting these changes over time and converting them into digital pulses. This development became the basis of a sensor device for detecting human finger touches and using it as a component of an access control system.

The scientific novelty of the results obtained in the second section lies in the fact that:

- The method of synthesis of SRRs **was improved** by changing their internal geometric parameters, which made it possible to control their resonant frequency in an ultra-wide frequency range from 0.65 GHz to 2.2 GHz and use them in access control devices with a combination of SRRs with different resonant frequencies to form unique sensor systems with extreme sensitivity in the near-field zone interaction, as well as to construct bandpass filters based on modified SRRs.
- The method of controlling the operating frequency band of an adaptive bandpass filter of the microwave range based on a SRR **was further developed** by introducing controlled radio elements, such as: a varactor diode for continuous change of capacitance and, accordingly, continuous

control of the resonant frequency of the SRR, and a bipolar transistor operating in a switch mode for discrete change of the SRR capacitance between two states. This enabled the synthesis of adaptive bandpass filters that use a varactor diode as a parameter for tuning the EM characteristics of the SRR and provide the ability to control the bandwidth in the range from 110 MHz to 180 MHz around the center frequency of 1.1 GHz.

The third section is devoted to the study of superscattering phenomenon, when an array of single resonators is concentrated in a fairly small (relative to the wavelength) volume, which, as a volumetric structure, is characterized by an increased RCS (compared to its linear dimensions). The work uses SRRs, which are magnetic dipoles, and straight conductors, which are electric dipoles. The task of optimizing such placement is difficult, since in the zone of strong near-field interaction each component tends to “spectral dispersion” of its own resonant modes. In the case of a large number of components, the number of parameters (SRRs dimensions and their spatial orientation, conductor length and their spatial orientation, etc.) increases significantly, which makes analytical calculations impossible. Therefore, a genetic algorithm was used for optimization, with the help of which metastructures demonstrating increased RCS were obtained. Taking into account the ratio of physical dimensions to the wavelength, such metastructures can be classified as super-scatterers. A structure with dimensions of $2 \times 2 \times 2$ elements with a height of 10 mm and $3 \times 3 \times 3$ elements with a height of 20 mm has been experimentally implemented. Due to their small size and weight and high RCS value, super-scatterers can be attached to low-visibility objects, increasing their radar visibility. Experimental studies conducted in open space using the DJI Mini 2 quadcopter showed that the radar detection distance increases from 1.5 to 5 times depending on the size of the structure.

The scientific novelty of the results obtained in the third section lies in the fact that:

- **For the first time** a method was proposed for synthesizing volumetric metastructures with increased RCS by evolutionary optimization of the

distribution of resonator eigenmodes, which is ensured by controlling the distribution of their multipoles in order to improve scattering properties. This, depending on the structure dimensions ($2 \times 2 \times 2$ or $3 \times 3 \times 3$), enabled an increase in RCS by 16 and 80 times for a marked DJI Mini 2 UAV compared to an unmarked one, which led to an increase in detection distance by 1.5 and 5 times, respectively.

The fourth section focuses on the development and implementation of the idea of marking UAVs with passive resonators for their identification. The essence of the proposal is to use the micro-Doppler effect, which consists in changing the characteristics of secondary radiation when the signal is reflected from components of the object that perform micro-oscillations or vibrations (for example, UAV propellers, helicopter propellers, human arms and legs, bird wings, etc.). Each of these micro-movements has its own specific pattern, which can be identified by analyzing the spectrum of the EM wave reflected from it. The problem is that small UAVs have similar RCS values to birds, often similar propeller speeds, and fly where birds do. In modern scientific and technical solutions, the problem of recognizing and classifying such objects is partially solved by artificial intelligence, but its application requires an extremely large amount of experimental data for training, which often becomes problematic or impossible. It is worth noting that artificial intelligence does not solve the problem of recognizing UAVs of the same series at all. The proposed marking of propellers with resonant passive components is designed to solve the problem of distinguishing artificial and natural objects with low RCS values and enable the identification of objects of the same type. Studies have shown that depending on the number of blades of the UAV, a significant number of identifier codes can be set (for example, the DJI Mini 2 has 4 propellers with 2 blades each, so an 8-bit code can be set, but with the exception of symmetrical combinations). Through simulation and experimental studies, it has been established that different combinations exhibit distinct EM responses, which correspond to unique spectral patterns. Such signals are significantly different from natural ones, and therefore are easily identified by radar. The collected experimental data was

used to train the algorithm in its pure form and with artificial noise addition. The trained model was applied to recognize UAVs with a random flight path. The probability of correct identification exceeded 98% at a signal-to-noise ratio of 20 dB. Recognition is also possible at lower signal-to-noise ratios, but depends on the Hamming distance between the code combinations.

The scientific novelty of the results obtained in the fourth section lies in the fact that:

- **For the first time**, a method of identifying a UAV by marking its blades with passive resonant scatterers has been proposed, which, depending on their mutual placement, allows setting identifier codes that can be distinguished based on the analysis of individual spectral distributions caused by the influence of the micro-Doppler effect on reflected EM waves. The effectiveness of the method was verified by implementing a signal discrimination algorithm based on a convolutional neural network, where the probability of correct recognition was obtained at least 0.98 at a signal-to-noise ratio of 20 dB.

The following practical results were obtained during the dissertation work:

- An autonomous device based on the Arduino nano has been developed for frequency response analysis in the frequency range from 0.1 GHz to 2.5 GHz, characterized by a lower cost compared to analogues.
- An access control device based on a transmission line of modified SRR with different EM characteristics has been implemented. The device is characterized by a high level of security, since the key space K depends on the number of SRRs with different values of resonant frequencies, for example, for the 14 types of SRRs studied, $K = 10^{15}$.
- An adaptive bandpass filter has been developed based on a modification of the SRR with the ability to dynamically change its EM characteristics by introducing a controlled radio element (varactor diode or transistor), which allows for control of the operating bandwidth up to 180 MHz wide around

the center frequency of 1.1 GHz. A feature of the device is that the value of the center frequency can be changed by changing the internal geometric parameters of the SRR while maintaining its overall dimensions in the frequency range from 0.65 GHz to 2.2 GHz.

- A superscatterer has been developed, the use of which allows increasing the maximum detection distance of low-visibility objects (UAVs with a low RCS value of about 0.01 m^2). Such a superscatterer is a volumetric metamaterial in the form of a combination of electric and magnetic dipoles, which is a compact structure compared to the operating wavelength (for a structure with dimensions of $2 \times 2 \times 2$ elements, the overall size is 100 mm by 100 mm with a height of 10 mm or a structure with dimensions of $3 \times 3 \times 3$ with a height of 20 mm, which is 3.3 and 5 wavelengths, respectively, but is characterized by a high RCS value, which is 0.16 m^2 and 0.8 m^2 , respectively. This made it possible to increase the detection distance by 1.5 times for a structure with dimensions of $2 \times 2 \times 2$ and by 5 times for a structure with dimensions of $3 \times 3 \times 3$.
- It has been proposed to use marking of plastic UAV blades by assigning unique identifier codes to passive resonant scatterers, which opens up the possibility of identifying UAVs of the same series, provided that marking is carried out for certain combinations of blades.

Keywords: metamaterials and metasurfaces, polarization, interference, radiation, scattering (scattering object), signal phase and amplitude, signal modulation (analogue and digital), radiation pattern, frequency range, transmitting-receiving antenna (resonant antenna), unmanned aerial vehicles, numerical results, micro-Doppler effect, artificial neural network, reflection and transmission coefficients.

СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

Наукові праці у міжнародних наукових виданнях, які входять до наукометричної бази Scopus:

1. **Tkach, V.**, Khobzei, M., Haliuk, S., Safronov, I., Samila, A., Bobrovs, V., & Vovchuk, D. (2025). Microwave theremin piano: SRR-based touchpad. *Progress In Electromagnetics Research Letters*, 123, 89–94. <https://doi.org/10.2528/pierl24080404> (Scopus) (особистий внесок: запропоновано ідею розроблення системи контролю доступу на основі лінії передавання модифікованої РКР з різними ЕМ-характеристиками; розроблено низьковартісний пристрій аналізу АЧХ, що здатний обробляти сигнал в реальному часі та працювати автономно без використання комп'ютера; проведено комп'ютерні моделювання та експериментальні дослідження характеристик набору РКР з різними ЕМ-характеристиками, а також проведено перевірку запропонованої системи контролю доступу з різною кількістю ключів-ідентифікаторів за допомогою розробленого пристрою).
2. Hutsul, T., Khobzei, M., **Tkach, V.**, Krulikovskiy, O., Moisiuk, O., Ivashko, V., & Samila, A. (2024). Review of approaches to the use of unmanned aerial vehicles, remote sensing and geographic information systems in humanitarian demining: Ukrainian case. *Heliyon*, 10(7), e29142. <https://doi.org/10.1016/j.heliyon.2024.e29142> (Scopus, Q1) (особистий внесок: проведено аналіз літературних джерел щодо особливостей класифікації та методів вибору БПЛА, а також їх використання для дистанційного зондування та геоінформаційних систем у гуманітарному розмінуванні на сучасному етапі).

3. Dobrykh, D., Grotov, K., Mikhailovskaya, A., Vovchuk, D., Tkach, V., Khobzei, M., Kharchevskii, A., Glam, A., & Ginzburg, P. (2025). 3D evolutionarily designed metamaterials for scattering maximization. *Communications Engineering*, 4(1), 40. <https://doi.org/10.1038/s44172-025-00349-x> (Scopus, Q1) (особистий внесок: проведено аналіз сучасних літературних джерел щодо оптимізації структур на основі ЕМ-резонаторів з метою підвищення значення ЕПР; виконано комп'ютерні моделювання ЕМ-характеристик оптимізованих метаструктур розмірністю $2 \times 2 \times 2$ та $3 \times 3 \times 3$ елементи; виготовлено експериментальні зразки таких елементів; проведено експериментальні вимірювання БПЛА, оснащених оптимізованими метаструктурами у лабораторних та реальних умовах).

Наукові праці у виданнях, що входять до переліку наукових фахових видань України:

4. **Ткач, В., & Хобзей, М.** (2024). Виявлення дронів шляхом детектування ефекту мікро-доплера. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*, (4), 242–247. <https://doi.org/10.31891/2219-9365-2024-80-30> (особистий внесок: проведено аналіз сучасних літературних джерел щодо виявлення БПЛА шляхом детектування сигналів мікро-Доплера; досліджено залежність значення ЕПР від значення кута обертання пропелера, як за допомогою комп'ютерних моделювань, так і експериментальних вимірювань у безеховій камері, а також проведено вимірювання для детектування ефекту мікро-Доплера за допомогою радару неперервної хвилі).
5. **Tkach, V.** (2024). Access Control System Based on Ring Resonator's Sensitive Properties. *Security of Infocommunication Systems and Internet of Things*, 2(1), 01012. <https://doi.org/10.31861/sisiot2024.1.01012>

6. **Ткач, В.** (2024). Адаптивний смуговий фільтр мікрохвильового діапазону частот. *Вісник Вінницького політехнічного інституту*, (5), 102–108. <https://doi.org/10.31649/1997-9266-2024-176-5-102-108>

Наукові праці, що підтверджують апробацію матеріалів дисертації:

7. Vovchuk, D., Khobzei, M., **Tkach, V.**, Eliashiv, O., Tzidki, O., Grotov, K., Bobrovs, V., Glam, A., & Ginzburg, P. (2024). Micro-Doppler encoding for long-range drone monitoring. *2024 Eighteenth International Congress on Artificial Materials for Novel Wave Phenomena (Metamaterials)*, 1–3. <https://doi.org/10.1109/Metamaterials62190.2024.10703226> (особистий внесок: проведено комп'ютерні моделювання ЕМ-характеристик пропелера БПЛА, модифікованого пасивними резонансними елементами у вигляді наліпок, а також виготовлено експериментальні зразки таких елементів; проведено експериментальні випробування як у лабораторних, так і в реальних умовах для отримання сигналів мікро-Доплера та оцінки якості детектування БПЛА, оснащених такими резонаторами).
8. Andriichuk, K., Derevesnikova, Y., **Tkach, V.**, & Haliuk, S. (2022). Wire media applications for devices of EM power transfer at broad microwave and sub-THz frequency bands (survey). *2022 IEEE 16th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*, 1-4. <https://doi.org/10.1109/TCSET55632.2022.9766870> (особистий внесок: проведено аналіз літературних джерел щодо використання однопозитивних метаматеріалів для передачі ЕМ-сигналів у широкому діапазоні частот, що дає змогу використовувати такі структури для створення хвилеводів мікрохвильового та терагерцового діапазону частот.).

9. **Ткач, В.,** Хобзей, М., Апостолюк, М., Івоняк Ю., & Вовчук Д (2022). Дослідження характеристик смугового фільтра на основі розрізних кільцевих резонаторів. *Міжнародна науково-практична конференція «Молодіжна наука заради миру та розвитку»*, 653–655. <https://archer.chnu.edu.ua/xmlui/handle/123456789/6979> (особистий внесок: створено експериментальний макет та проведено лабораторні вимірювання смугового фільтра у вигляді лінії передавання на основі РКР).

**Наукові праці, що додатково відображають результати досліджень,
викладених у дисертаційній роботі:**

10. Гуцул, Т., Жежера, І., & **Ткач, В.** (2023). Особливості класифікації та методів вибору БПЛА. *Технічні науки та технології*, 4(30), 201–212. [https://doi.org/10.25140/2411-5363-2022-4\(30\)-201-212](https://doi.org/10.25140/2411-5363-2022-4(30)-201-212) (особистий внесок: проведено аналіз літературних джерел щодо особливостей класифікації БПЛА та їх застосування в різних сферах людської діяльності).

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ	22
ВСТУП.....	23
РОЗДІЛ 1. ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ.....	33
1.1. Розсіювання ЕМ-хвиль. Ефект надрозсіювання	33
1.1.1. Основні положення розсіювання енергії ЕМ-хвиль.....	33
1.1.2. Зв'язок у ближньому полі	35
1.1.3. Основні положення щодо розроблення надрозсіювачів	36
1.1.4. Використання генетичного алгоритму для розроблення надрозсіювачів.....	40
1.2. Просторова модуляція ЕМ-хвиль	42
1.2.1. Імпедансна модуляція.....	42
1.2.2. Механічна модуляція. Ефект мікро-Доплера.....	43
1.2.3. Експериментальне підтвердження ефекту мікро-Доплера.....	44
1.3. Огляд сучасного стану та перспектив використання БПЛА	48
Висновки до розділу 1	53
РОЗДІЛ 2. ДОСЛІДЖЕННЯ ЕМ-ВЛАСТИВОСТЕЙ РКР РІЗНИХ КОНФІГУРАЦІЙ ТА РОЗРОБЛЕННЯ ПРИСТРОЇВ МОДУЛЯЦІЇ НА ЇХ ОСНОВІ.....	56
2.1. Дослідження способів керування ЕМ-характеристиками РКР різних конфігурацій. РКР зі сталими геометричними розмірами.....	56
2.1.1. Дослідження у зоні сильної близькопольової взаємодії	56
2.1.2. Дослідження ЕПР	63
2.2. Дослідження способів керування ЕМ-характеристиками РКР різних конфігурацій. РКР із контрольованими в часі ЕМ-характеристиками.....	65
2.2.1. Дослідження у зоні сильної близькопольової взаємодії	66
2.2.2. Дослідження ЕПР	68
2.3. Адаптивний смуговий фільтр мікрохвильового діапазону частот	69
2.3.1. Смуговий фільтр із заданими частотними характеристиками на основі РКР	72
2.3.2. Адаптивний смуговий фільтр із динамічним налаштуванням частотних характеристик.....	78
2.4. Розроблення сенсорного пристрою на основі модифікації лінії передавання та сильної близькопольової взаємодії із РКР.....	79

2.4.1. Модифікація лінії передавання на основі сильної близькопольової взаємодії із РКР	81
2.4.2. Оптимізація пристрою каскадним комбінуванням РКР із різними частотними характеристиками	82
2.4.3. Розроблення автономного пристрою для тестування лінії передавання та моніторингу активації ключів.....	86
2.4.4. Обчислення простору ключів	88
Висновки до розділу 2	89
РОЗДІЛ 3. ПОКРАЩЕННЯ РІВНЯ ДЕТЕКТУВАННЯ ОБ'ЄКТІВ З МАЛИМ ЗНАЧЕННЯМ ЕПР ШЛЯХОМ ВИКОРИСТАННЯ НАДРОЗСІЮВАЧІВ.....	91
3.1. Опис ідеї. Основні принципи розроблення надрозсіювача	91
3.2. Застосування генетичного алгоритму для формування метаструктури на основі РКР та прямих провідників	95
3.3. Оцінка оптимізованих структур	98
3.4. Оцінка параметрів алгоритму	100
3.5. Моделювання процесів розсіювання енергії ЕМ-хвиль з моделлю квадрокоптера DJI Mini 2	101
3.6. Експериментальне дослідження ЕПР об'ємних метаструктур	104
3.7. Чутливість ЕПР до зміни кута падіння ЕМ-хвилі	106
3.8. Експериментальні дослідження детектування об'єктів з малим значенням ЕПР на відкритому просторі.....	108
Висновки до розділу 3	114
РОЗДІЛ 4. МАРКУВАННЯ БПЛА ШЛЯХОМ ВИКОРИСТАННЯ ПАСИВНИХ РЕЗОНАНСНИХ МІТОК ДЛЯ ЇХ ІДЕНТИФІКАЦІЇ ЧЕРЕЗ ДЕТЕКТУВАННЯ ЕФЕКТУ МІКРО-ДОПЛЕРА	116
4.1. Основні положення ефекту мікро-Доплера малих БПЛА	117
4.2. Дослідження ЕПР пропелерів	120
4.2.1. Комп'ютерне моделювання	120
4.2.1.1. Дослідження в діапазоні частот 2-30 ГГц.....	121
4.2.1.2. Дослідження в діапазоні частот 65-110 ГГц	122
4.2.2. Експериментальне дослідження ЕПР.....	123
4.3. Експериментальні вимірювання ефекту мікро-Доплера.....	124
4.3.1. Детектування ефекту мікро-Доплера в мікрохвильовому діапазоні частот за допомогою радару неперервної хвилі	124
4.3.2. Детектування ефекту мікро-Доплера з використанням комерційного радару AWR1642	126

4.4. Розроблення ЕМ-наліпок та принцип кодування БПЛА	127
4.5. Принцип кодування шляхом введення резонансних дипольних розсіювачів на лопаті	130
4.6. Детектування рухомого БПЛА в реальних умовах	132
4.7. Ідентифікація БПЛА із різними кодами ідентифікаторами. Оцінка співвідношення сигнал/шум	135
Висновки до розділу 4	138
ВИСНОВКИ	140
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ	144
ДОДАТКИ	161

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

РКР – розрізний кільцевий резонатор;
СПП – структура з паралельних провідників;
ЕМ – електромагнітний;
ЕПР – ефективна площа розсіювання;
БПЛА – безпілотний літальний апарат;
ГІС – геоінформаційна система;
МЕ – мікросмужкові елементи;
ІІ – штучний інтелект;
NEC – Numerical Electromagnetics Code (Числовий код для електромагнітного моделювання);
CNN – convolutional neural networks (згорткова нейронна мережа);
LS – Least Squares (метод найменших квадратів);
ED – електричний диполь;
MD – магнітний диполь;
EQ – електричний квадруполь;
MQ – магнітний квадруполь;
EO – електричний октуполь;
CW – continues wave (неперервна хвиля);
FMCW – frequency modulated continues wave (частотно-модульована неперервна хвиля).

ВСТУП

Обґрунтування вибору теми дослідження. Сучасний стан радіолокаційних систем вимагає нових підходів до детектування та ідентифікації об'єктів. У першу чергу це зумовлено швидким зростанням глобального повітряного руху та поширення технологій БПЛА, що все частіше інтегруються у технології, так званих розумних міст з метою доставки різноманітних товарів, здійснення моніторингу автомобільного трафіку тощо. Поза міською місцевістю такі апарати знаходять застосування для моніторингу важкодоступної для людини місцевості, дослідження сільськогосподарських угідь, картографування та ін. Ці системи повинні функціонувати в різноманітних умовах навколишнього середовища, де ефективне управління повітряним простором стає ще складнішим та безпосередньо залежить від прогресу в радіолокаційних технологіях.

Особливо нагальним є виявлення та ідентифікація малих БПЛА, що створюють значні проблеми через їх критично низьке значення ЕПР, наслідком чого є низьке значення співвідношення сигнал/шум. Це ускладнює виявлення таких об'єктів за допомогою звичайних радарних систем навіть на порівняно невеликих відстанях. Більше того, частотні характеристики ефекту Доплера та мікро-Доплера часто схожі на спектральні патерни птахів, що ускладнює їх розрізнення. Із останніх наукових досліджень видно, що значного прогресу у збільшенні значення ЕПР можна досягнути шляхом використання штучно створених матеріалів – метаматеріалів. Такі властивості метаматеріалів, як покращене значення ЕПР досягаються завдяки унікальним конструктивним особливостям їх складових компонентів. Для проєктування таких структур використовують різноманітні алгоритми, а технології виготовлення вимагають високого рівня точності та якості матеріалів. Компактні розміри та можливості розроблення структур з незвичайними властивостями, які зумовлюють актуальність подальших досліджень у таких галузях, як автомобіле- та літакобудування, радарні та комунікаційні системи.

Нове покоління метаматеріалів та метаповерхонь із здатністю імпедансної або механічної модуляції ЕМ-хвилі, з якою вони взаємодіють, дозволяє генерувати унікальні спектральні патерни мікро-Доплера розсіяної ЕМ-хвилі. Сучасні системи радіолокації використовують механічні мікровібрації чи електронні осциляції складових компонентів об'єктів детектування для їх ідентифікації. Ефективність такого ідентифікування значно підвищується із використанням елементів машинного навчання, що в наш час уже можуть з високою точністю розрізняти, якщо не всі, то значну кількість об'єктів (БПЛА, птахів, людей, тощо) на основі детектування ефекту мікро-Доплера. Проте невирішеним залишається питання розпізнавання та ідентифікації об'єктів одного типу, що на ряду із підвищенням значення ЕПР складає актуальність завдання, що розв'язується у дисертаційній роботі.

Мета і завдання дослідження. Метою дисертаційної роботи є вивчення ЕМ-характеристик метаматеріалів та їхніх складових компонентів, розроблення та практична реалізація сенсорних структур і адаптивних смугових фільтрів шляхом модифікації ліній передавання, а також компактних структур із значно збільшеною ЕПР для покращення радіолокаційного розпізнавання малих БПЛА та їхнього розрізнення шляхом виявлення індивідуальних патернів ефекту мікро-Доплера у вторинному випромінюванні, яке спричиняють одиничні пасивні дипольні розсіювачі рухомих складових БПЛА.

Для досягнення поставленої мети визначено наступні **завдання**:

1. Провести огляд літературних джерел, присвячених технологіям та властивостям метаматеріалів і їх компонентів, зокрема електричним та магнітним диполям, ознайомитися з явищами розсіювання енергії ЕМ-хвиль, принципами побудови розсіювачів та надрозсіювачів на базі метаматеріалів, методами радіолокації та побудови простих радіолокаційних систем, що використовують ефект Доплера та мікро-Доплера для виявлення та ідентифікації рухомих об'єктів;

2. Здійснити огляд перспективних застосувань метаматеріалів для покращення детектування та ідентифікування БПЛА, що характеризуються критично малим значенням ЕПР;

3. Розробити шляхи модифікації РКР з метою уможливлення контролю їх резонансних властивостей у широкій смузі частот зі збереженням їх загальних геометричних розмірів, провести комп'ютерне моделювання та здійснити експериментальні дослідження модифікованих РКР;

4. Розробити пристрої на основі модифікованих РКР, що використовують їх високу чутливість у зоні сильної близькопольової взаємодії, та їх варіативність щодо контролю резонансної частоти для імпедансної модуляції через введення керованих радіокомпонентів;

5. Розробити методику для синтезу, реалізувати та провести експериментальні дослідження надрозсіювача з аномально високим значенням ЕПР у широкому діапазоні частот на основі метаматеріалів;

6. Застосувати надрозсіювачі для маркування БПЛА із критично малим значенням власної ЕПР для покращення його радіолокаційної видимості. Провести аналіз впливу надрозсіювачів на максимальну віддаль виявлення об'єкта від співвідношення сигнал/шум;

7. Запропонувати та реалізувати метод ідентифікації БПЛА шляхом нанесення на лопаті пасивних радіоміток на основі резонаторів, провести імітаційне моделювання та експериментальні дослідження в безеховій камері та під відкритим небом, проаналізувати залежність ефективності ідентифікації патернів впливу ефекту мікро-Доплера на вторинне випромінювання від співвідношення сигнал/шум.

Предмет дослідження. Аналітичні моделі, імітаційні моделі для комп'ютерного моделювання та експериментальні макети кільцевих резонаторів із різними геометричними параметрами, а також пристрої на їх основі.

Об’єкт дослідження. Процеси розсіювання енергії ЕМ-хвиль від структур, побудованих на основі комбінації електричних та магнітних диполів, та передавання ЕМ-сигналів через модифіковані лінії передавання з використанням РКР.

Методи досліджень. Для проведення досліджень комп’ютерних моделей РКР використано програмне забезпечення CST Microwave Studio і COMSOL, яке уможливорює чисельне моделювання розв’язків системи рівнянь Максвелла як у часовій, так і у частотній областях. Для аналізу та оброблення отриманих даних застосовано інструменти середовища Matlab&Simulink, яке надає широкий спектр методів для математичного моделювання та чисельних розрахунків, зокрема для спектрального аналізу сигналів використано методи швидкого перетворення Фур’є. Апаратне оброблення сигналів виконано на базі мікроконтролера Arduino, запрограмованого у середовищі Arduino IDE. Оброблення та візуалізація сигналів, отриманих із мікроконтролера в реальному часі, здійснювалось в IDE Processing. Аналітичні розрахунки надрозсіювачів проведено із використанням алгоритмів еволюційної оптимізації Covariance Matrix Adaptation Evolution Strategy згідно з адаптованим методом наближення моментів PyNEC, який підходить для структур, що складаються зі струмопровідних елементів. Експериментальні зразки, а саме макети друкованих плат, спроектовано в програмному середовищі для друкованих плат EasyEDA. У процесі експериментальних досліджень використано методи вимірювання коефіцієнтів відбивання та проходження, ефективної площі розсіювання та діаграм розсіювання, які проводилися в мікрохвильовій безеховій камері із застосуванням високоточного обладнання, такого як: Performance Network Analyzer, Midas (Orbit Ltd.) тощо.

Таким чином, поєднання чисельних, теоретичних і експериментальних підходів забезпечує повну обґрунтованість, узгодженість і достовірність наукових результатів, висновків і рекомендацій викладених у дисертаційній роботі.

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

Дисертаційна робота виконувалася відповідно до тематики наукових досліджень кафедри радіотехніки та інформаційної безпеки в межах науково-дослідної роботи «Методи формування сигнальних конструкцій та інформаційні процеси програмно-апаратної взаємодії широкосмугових телекомунікаційних систем та Інтернету речей» (Держ. реєстр. №0121U112870, 2021-2025 рр.).

Також дослідження, що представлені в дисертаційній роботі, виконувалися в рамках таких науково-технічних проєктів та науково-дослідних робіт:

- Проєкт науково-технічної (експериментальної) розробки молодих вчених «Портативний комплекс для наземного аерозондування вибухових закладок», (Держ. реєстр. № 0123U100679, 2023-2025 рр.).
- Науково-дослідна робота за грантом Чернівецького національного університету імені Юрія Федьковича для молодих вчених «Керований в часі просторовий фільтр електромагнітних хвиль на основі кодованої метаповерхні», (наказ ректора від 31.10.2022 р. №301 «Про результати конкурсу грантів ЧНУ для молодих науковців», 2022 р.).
- Науково-дослідна робота «Розробка комп'ютерних моделей планарних антен Уда-Ягі для безпроводних систем зв'язку» (замовник – ПП «АРТОН», договір №18.000, 2024 р.).

Наукова новизна отриманих результатів. При виконанні дисертаційної роботи отримано такі пункти наукової новизни:

- **Удосконалено** метод синтезу РКР шляхом зміни їх внутрішніх геометричних параметрів, що уможливило контроль їх резонансної частоти у надширокому діапазоні частот від 0,65 ГГц до 2,2 ГГц та застосування в пристроях контролю доступу з комбінуванням РКР з різним значенням резонансних частот для формування унікальних систем сенсорів з надзвичайною чутливістю у зоні сильної

близькопольової взаємодії, а також побудови смугових фільтрів на основі модифікованих РКР.

- **Набув подальшого розвитку** метод керування смугою робочих частот адаптивного смугового фільтра мікрохвильового діапазону на основі РКР шляхом введення керованих радіоелементів, таких як: варакторний діод для неперервної зміни ємності і, відповідно, неперервного контролю резонансної частоти РКР, та біполярний транзистор, що працює у ключовому режимі для дискретної зміни ємності РКР між двома станами. Це уможливило синтез адаптивних смугових фільтрів, що використовують варакторний діод як параметр налаштування ЕМ-характеристик РКР та забезпечують можливість контролю смуги пропускання в діапазоні від 110 МГц до 180 МГц навколо центральної частоти 1,1 ГГц.
- **Вперше** запропоновано метод синтезу об'ємних метаструктур зі збільшеною ЕПР шляхом еволюційної оптимізації розподілу власних мод резонаторів, що забезпечується контролем розподілу їх мультиполів з метою підвищення властивостей розсіювання. Це, в залежності від розмірності структури ($2 \times 2 \times 2$ чи $3 \times 3 \times 3$), уможливило збільшення ЕПР у 16 та 80 разів для маркованого БПЛА типу DJI Mini 2 порівняно з немаркованим, що призвело до зростання відстані детектування у 1,5 та 5 разів відповідно.
- **Вперше** запропоновано метод ідентифікації БПЛА шляхом маркування його лопатей пасивними резонансними розсіювачами, що, в залежності від їх взаємного розміщення, дозволяє задавати коди-ідентифікатори, які можна розрізнити на основі аналізу індивідуальних спектральних розподілів, зумовлених впливом ефекту мікро-Доплера на відбиті ЕМ-хвилі. Ефективність методу перевірена шляхом реалізації алгоритму розрізнення сигналів на основі згорткової нейромережі, де отримано ймовірності

правильного розпізнавання не менше 0,98 при співвідношенні сигнал/шум 20 дБ.

Практичне значення отриманих результатів. При виконанні дисертаційної роботи отримано наступні практичні результати:

- Розроблено автономний пристрій на базі мікроконтролера Arduino Nano для аналізу АЧХ в діапазоні частот від 0,1 ГГц до 2,5 ГГц, що характеризується нижчою собівартістю в порівнянні з аналогами.
- Реалізовано пристрій контролю доступу на основі лінії передавання модифікованої РКР із різними ЕМ-характеристиками. Пристрій характеризується високим рівнем захищеності, оскільки простір ключів K залежить від кількості РКР із різними значеннями резонансних частот, наприклад, для досліджених 14 типів РКР $K = 10^{15}$.
- Розроблено адаптивний смуговий фільтр на основі модифікації РКР з можливістю динамічної зміни його ЕМ-характеристик шляхом введення керованого радіоелемента (варакторного діода чи транзистора), що дозволяє забезпечити контроль робочої смуги шириною до 180 МГц навколо центральної частоти, що становить 1,1 ГГц. Особливість пристрою полягає в тому, що значення центральної частоти може змінюватись шляхом зміни внутрішніх геометричних параметрів РКР при збереженні його загальних розмірів в діапазоні частот від 0,65 ГГц до 2,2 ГГц.
- Розроблено надрозсіювач, застосування якого дозволяє збільшити максимальну відстань детектування малопомітних об'єктів (БПЛА із малим значенням ЕПР близько $0,01 \text{ м}^2$). Такий надрозсіювач є об'ємним метаматеріалом у вигляді комбінації електричних і магнітних диполів, що є компактною структурою у порівнянні із робочою довжиною хвилі (для структури розмірністю $2 \times 2 \times 2$ елементи габаритний розмір складає 100 мм на 100 мм з висотою 10 мм або структури розмірністю $3 \times 3 \times 3$ елементи – розміром 150 мм на 150 мм з висотою 20 мм, що становить 3,3 та 5 довжини хвилі

відповідно), проте характеризується високим значенням ЕПР, що становить відповідно 0,16 м² та 0,8 м². Це дозволило збільшити відстань детектування у 1,5 рази для структури розмірністю 2×2×2 та у 5 разів для структури розмірністю 3×3×3.

- Запропоновано використання маркування пластикових лопатей БПЛА шляхом задання унікальних кодів-ідентифікаторів пасивними резонансними розсіювачами, що відкриває можливість ідентифікації БПЛА однієї серії, за умови проведення маркування для визначених комбінацій лопатей.

Достовірність отриманих результатів. Достовірність отриманих результатів підтверджується високим рівнем відповідності між теоретичними розрахунками, імітаційним моделюванням та експериментальними даними. Така узгодженість свідчить про правильність обраних підходів і підтверджує достовірність проведених досліджень.

Особистий внесок здобувача. Усі результати, представлені в дисертаційній роботі, здобувач отримав самостійно шляхом проведення теоретичних досліджень, комп'ютерного моделювання, експериментальних вимірювань та аналізу отриманих даних. У роботах, опублікованих у співавторстві, особистий внесок автора конкретизовано у списку публікацій за темою дисертації.

Апробація результатів дисертації. Основні результати, отримані в дисертаційній роботі, були предметом обговорень на:

- Науковому семінарі кафедри радіотехніки та інформаційної безпеки Чернівецького національного університету імені Юрія Федьковича, березень 2023; (очна участь)
- Наукових семінарах Інституту фотоніки, електроніки та телекомунікацій Ризького технічного університету – м. Рига, Латвія, жовтень 2023, березень та липень 2024; (очна участь)

- Науковому семінарі Лабораторії динаміки наноструктур Тель-Авівського університету – м. Тель-Авів, Ізраїль, липень 2023; (очна участь)
- 18th International Congress on Artificial Materials for Novel Wave Phenomena (Metamaterials) – Chania, Greece, 09-14 September, 2024; (очна участь)
- 9th International IEEE Conference on Microwaves, Communications, Antennas, Biomedical Engineering, and Electronic Systems (COMCAS) – Tel Aviv, Israel, 9-11 July, 2024; (очна участь)
- 17th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP) – Florence, Italy, 26-31 March, 2023; (очна участь)
- 11th IEEE Israel and Tel Aviv University Antenna Symposium – Tel Aviv, Israel, 4 May, 2023; (очна участь)
- IEEE Workshop on Microwave Theory and Technology in Wireless Communications – Riga (Latvia), 04-06 October, 2023; (очна участь)
- I Міжнародна науково-практична конференція «Молодіжна наука заради миру та розвитку» (МНЗМР) – Чернівці, Україна, 9-11 листопада, 2022; (онлайн участь)
- 16th IEEE International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET) – Lviv-Slavske, Ukraine, 22-26 February, 2022. (онлайн участь)

Публікації. У рамках виконання дисертаційного дослідження опубліковано 9 наукових праць: 2 статті в міжнародних виданнях, що індексуються у наукометричних базах Scopus, 4 статті опубліковано у наукових фахових виданнях України. Крім того, результати роботи представлені у 3 тезах конференцій, з яких 1 захід відбувся за кордоном.

Структура і обсяг дисертації. Дисертаційна робота відповідає встановленим нормативним вимогам. Вона включає вступ, чотири основні розділи, підсумкові висновки, список використаних джерел та додатки.

Загальний обсяг роботи становить 166 сторінок, містить 53 рисунки, бібліографічний список із 195 джерел та додатки.

РОЗДІЛ 1. ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ

Сучасні радіотехнічні рішення дозволяють здійснювати керування ЕМ-хвилями згідно майже будь-яких технічних завдань сьогодення. Зокрема, максимальний контроль над взаємодією з об'ємними об'єктами та поверхнями відкриває нові можливості для радіолокаційних застосувань, включаючи прихованість, маскування та глушіння радіолокаційних сигналів. Переважна більшість радіолокаційних систем заснована на виявленні зсуву частот, викликаних ефектом Доплера, що є базовим інструментом виявлення рухомих об'єктів. Основною задачею дослідження у галузі є розроблення методів покращення детектування та ідентифікації радаром об'єктів із малим значенням ЕПР на далеких відстанях. ЕПР є важливою кількісною характеристикою, що визначає ефективність виявлення радіолокаційного об'єкта. Велике значення ЕПР може бути досягнуто в компактних структурах, що перевершує обмеження Чу-Харрінгтона в розсіюванні, підхід до розроблення яких полягає в поєднанні декількох резонансних елементів півхвильового розміру. Таким чином, дослідження щодо розроблення пристроїв, здатних керувати ЕМ-розсіюванням, є однією із важливих задач дисертаційної роботи, спрямованої на покращення процесу детектування об'єктів із критично малим значенням ЕПР. Це буде досягнуто шляхом створення резонаторних структур з можливістю просторової імпедансної та механічної модуляції ЕПР в часі за рахунок контролю відповідних ЕМ-характеристик.

1.1. Розсіювання ЕМ-хвиль. Ефект надрозсіювання

1.1.1. Основні положення розсіювання енергії ЕМ-хвиль

Взаємодія ЕМ-хвилі зі сферичним об'єктом є наглядним прикладом ефекту розсіювання. На рис. 1.1 наведено залежність нормованої ЕПР сфери від відношення її радіусу до довжини хвилі λ [1]. В області оптичного

діапазону, коли $(2\pi \cdot r/\lambda) > 10$, ЕПР сфери практично не залежить від частоти і є співрозмірною із радіусом сфери:

$$\sigma = \pi \cdot r^2 \quad (1.1)$$

Зі зростанням частоти рівняння (1.1) втрачає точність в першу чергу через появу поверхневих хвиль в області, де довжина хвилі співрозмірна розмірам сфери – в області Мі або резонансній області. В цій смугі частот значення ЕПР може перевищувати у 4 рази значення ЕПР для оптичного діапазону. Максимуми значень ЕПР чергуються із значеннями мінімумів, що можуть досягати 0,26 від значення ЕПР, що розраховується для сфери в оптичній області згідно зі співвідношенням (1.1). Таке чергування зумовлене із резонансними ефектами та явищем інтерференції хвиль, що залежить від розмірів резонатору.

У випадку, коли геометричні розміри сфери є значно менші, ніж довжина хвилі, з якою взаємодіє сфера, то значення ЕПР є майже лінійною функцією від розмірів сфери.

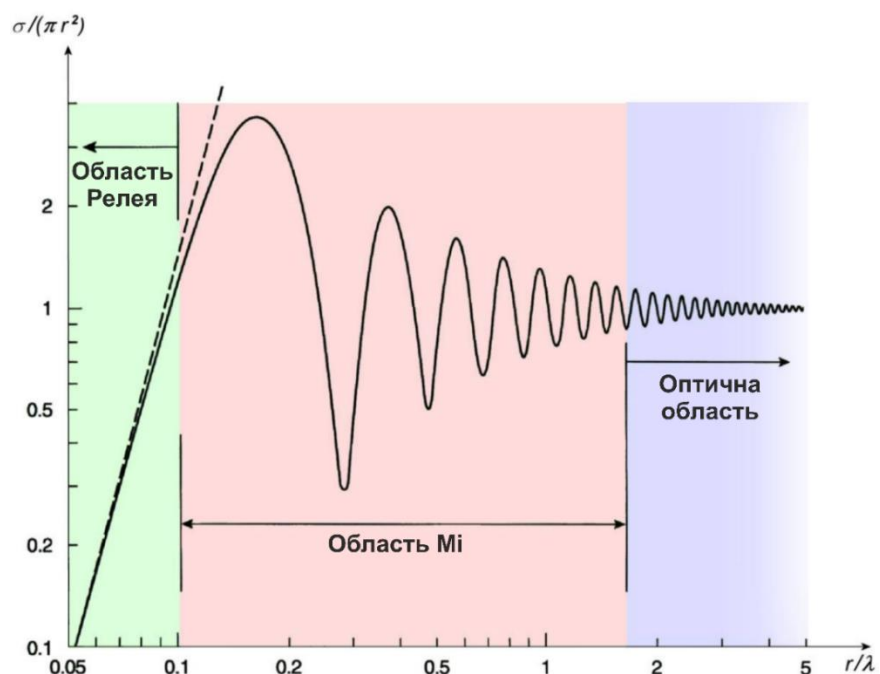


Рис. 1.1. Нормована ЕПР металеві сфери як функція частоти з позначенням областей розсіювання енергії ЕМ-хвиль в залежності від її розмірів, нормованих на довжину хвилі [1].

1.1.2. Зв'язок у ближньому полі

Збільшення ефективності розсіювання півхвильових структур є класичною задачею прикладної теорії електромагнетизму. Було запропоновано чимало фундаментальних обмежень щодо максимально можливого значення ефективності розсіювання, які згодом були спростовані вдосконаленими конструкціями. Наприклад, обмеження Чу-Гаррінгтона визначає мінімально можливі добротності (Q-factors) півхвильових резонаторів без втрат [2]. Відомо, що коли знехтувати внутрішніми втратами матеріалу, то максимальна ефективність розсіювання резонансного півхвильового об'єкта не залежить від його розміру. У випадку, якщо об'єкт характеризується набором резонансних моментів, що збуджуються шляхом взаємодії із ЕМ-хвилею, то фундаментальною межею розсіювання для кожного з резонансних моментів є $(2l'+1)\lambda^2/(2\pi)$, де λ - довжина хвилі у вільному просторі, а l' – величина пов'язана з орбітальним кутовим моментом багатопольного резонансу. . Переважна більшість описаних конструкцій працює на дипольних резонансах, а отже $l'=1$ – відповідає електричному або магнітному дипольному моменту. Таким чином, у випадку структур без втрат максимально можливе значення ефективності розсіювання становить $3\lambda^2/(2\pi)$ [3-6].

Хоча півхвильові структури можуть бути досить ефективними розсіювачами, платою за зменшення розміру є різке зростання добротності, що веде до зменшення смуги робочих частот, і у випадку одиничного резонансу описується границею Чу-Гаррінгтона. Для обходу цього обмеження можна використати кілька мультипольних резонансів, що перекриваються за спектром. Такий підхід дозволяє збільшити смугу пропускання, зберігаючи при цьому високу ефективність розсіювання за допомогою каскадних резонансів. Концепція мультипольного спектрального перекриття запропонована для електрично малих антен з метою підвищення їх спрямованості [7-9]. Здатність антени концентрувати випромінювання в одному напрямі пов'язана з апертурою антени (A) в одиницях квадрата робочої

довжини хвилі λ як $G_{max} = 4\pi A/\lambda^2$, що означає, що високе значення коефіцієнту підсилення антени не може бути отримано для малих (нерезонансних) апертур. Однак так зване випромінювання Ейнштейна із надзвичайно високим рівнем спрямованості (<1 градуса [10]) може бути отримано за допомогою малих за розмірами структур, якщо досягнути конструктивної інтерференції великої кількості мультиполів [11]. Відомо чимало теоретичних підходів щодо досягнення надспрямованості та надрозсіювання [12-15]. Наприклад, встановлено, що сферичні або циліндричні структури типу «ядро-оболонка» мають аналітичні розв'язки у вигляді замкнених систем (тобто теорія M_i), піддаються швидкій оптимізації і, як результат, забезпечують суттєве подолання традиційних обмежень [16-17].

Однак виявилось, що теоретичні результати складні для досягнення на практиці. Зокрема, використання мультиполів високого порядку в півхвильових конфігураціях збільшує накопичену енергію ближнього поля в структурі, що призводить до значних втрат в матеріалі. Іншим важливим питанням є точність виготовлення. Будь-яка неточність по відношенню до оригінального конструктивного рішення призводить до зміщення фаз мультиполів і руйнує їхню конструктивну інтерференцію. Як часткове вирішення попередньо згаданих проблем, замість матеріалів з великими втратами для спрощення допусків при виготовленні запропоновано використовувати геометрично прості елементи [5-6]. Дотримуючись цих рекомендацій, можна спроектувати різні архітектури, наприклад, набір мідних прямих провідників у пінополістиролі за рахунок ближнього зв'язку між резонансними елементами, працює як мініатюрний надрозсіювач.

1.1.3. Основні положення щодо розроблення надрозсіювачів

Провідникові метаматеріали являють собою широкий клас штучних електромагнітних структур, які можна розглядати як оптично щільний масив впорядкованих металевих провідників, вмонтованих у той чи інший спосіб у матрицю з діелектрика [18]. Структурними елементами провідникових

метаматеріалів, що працюють у радіохвильовому діапазоні, є звичайні міліметрові або субміліметрові металеві провідники [19-21]. Металеві провідники забезпечують велику оптичну різницю з загальним об'ємом структури, і ця різниця разом з їхніми геометричними особливостями визначає особливі властивості провідникових метаматеріалів. Провідникові метаматеріали перспективні для широкого спектру застосувань, зокрема у фотоніці. Важливо відмітити, що метаматеріали можуть бути реалізовані з використанням інших матеріалів, окрім металів, наприклад, вуглецеві нанотрубки мають так званий металевий стан, коли їх оптичний контраст з діелектриками в терагерцовому та оптичному діапазонах частот дуже високий. Тому масив структурованих вуглецевих нанотрубок є одним з варіантів реалізації провідникових метаструктур [22].

Можливість опису ЕМ-властивостей структур з провідників з допомогою ефективних параметрів матеріалів (діелектрична та магнітна проникності, імпеданс) є однією з головних концепцій теорії штучних середовищ. Дискретні структури, такі як фотонні кристали, не можуть бути охарактеризовані матеріальними параметрами, а тому не належать до метаматеріалів. Середовища з провідників не можуть бути однорідними, оскільки Характерним параметром, який описує їхні електромагнітні властивості, є ефективна діелектрична проникність. Зазвичай вона є результатом припущення, що структурні елементи метаматеріалу та відстані між ними менші, ніж довжина хвилі [20]. Опис таких середовищ дає фізичне уявлення про оптичний відгук будь-якого композитного середовища. У загальному випадку такі середовища являють собою двовимірний набір паралельних провідників (рис. 1.2).

Вимога до оптичної густини для середовищ з провідників вимагає оптично малого значення періоду розміщення провідників a . Також провідники структури повинні бути оптично тонкими. Ефективна діелектрична проникність розраховується з припущення, що довжина провідника нескінченно велика. На практиці довжина провідників обмежена,

проте не впливає на значення ефективної діелектричної проникності таких структур. Кінцеве значення товщини провідників визначає загальне значення ефективної діелектричної проникності середовищ відповідно до граничних умов, сформованих інтерфейсами структури [23].

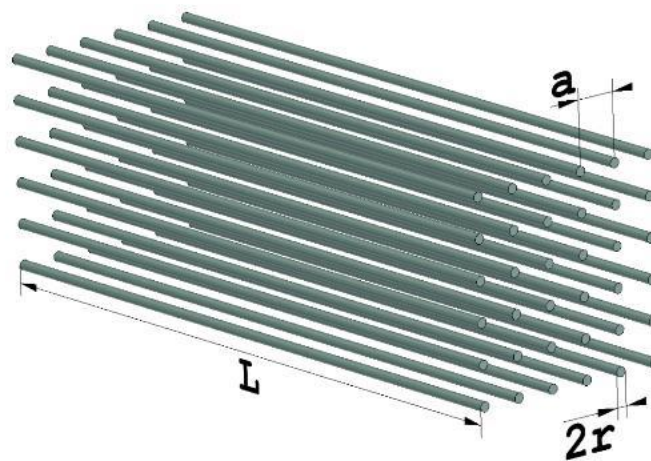


Рис. 1.2 Метаструктура, що складається з паралельних провідників довжиною L , радіусом провідників r та періодом їх розташування a [20].

Оскільки структура з паралельних провідників, з'єднаних у ближньому полі, як показано на рис. 1.2, забезпечує підтримку різноманітних мультипольних режимів [24-25]. Щоб підвищити розсіювання, таку структуру необхідно оптимізувати через керування її мультиполями. Такий підхід уможливорює досягнення високих значень ЕПР, що перевищують межу Чу-Харрінгтона. Для відносно короткого провідника (окремий провідник підтримує одну моду в потрібному діапазоні частот) і з урахуванням модового виродження кількість власних мод дорівнює $(N+1)/2$, якщо N непарне, або $N/2+1$, якщо N парне, де N – кількість провідників [26-27]. Досліджена геометрія складалася зі змінної кількості тонких металевих провідників довжиною півхвилі, розташованих на циліндрі (рис. 1.3а). Відповідно до розробленої комп'ютерної моделі, сумарна ефективність розсіювання залежить від кількості провідників у масиві. Тим не менш, ця залежність не є настільки суттєвою, якщо кількість провідників більша, ніж 4 (рис. 1.3(б)).

Слід зазначити, що структура з 11 провідників у 6 разів перевершує межу одноканального розсіювання. ЕПР структури з параметрами $R = 33$ мм та $L = 33$ мм становить 650 см^2 , межа одноканального ($l' = 1$) розсіювання $(2l'+1)\lambda^2/2\pi \approx 107 \text{ см}^2$.

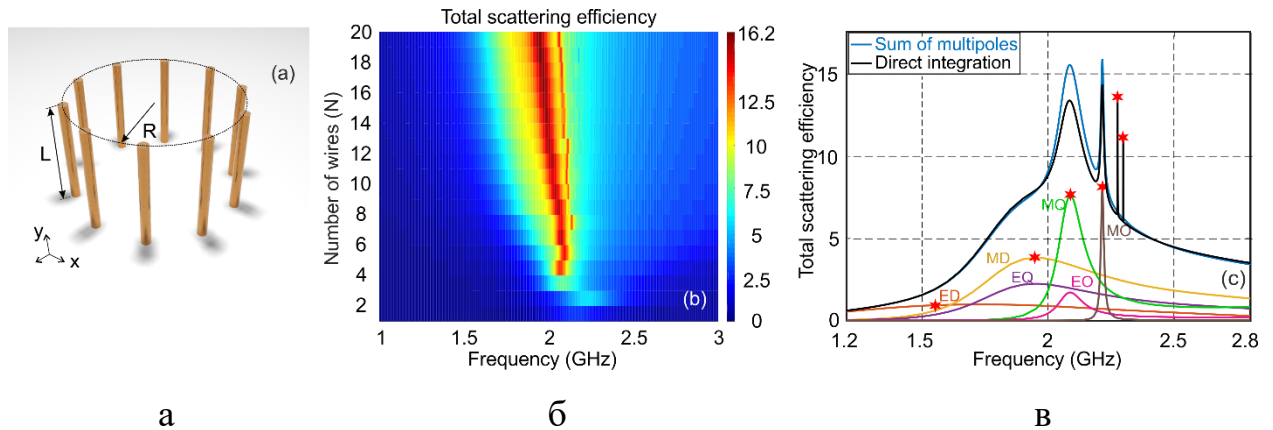


Рис. 1.3. Дослідження структури з циліндрично розміщених паралельних провідників: (а) набір вертикально розташованих провідників, рівномірно розподілених по поверху уявного циліндра; (б) результати моделювання ефективності розсіювання (значення нормалізовані до розмірів поперечного перерізу конструкції); (в) мультипольний розклад ефективності розсіювання.

Властивості структури і внесок власних мод у характеристики розсіювання оцінено шляхом декомпозиції змодельованого поля розсіювання (рис. 1.3(в)). Важливо відзначити, що магнітні мультиполі переважають над електричними для всіх власних мод, за винятком ED-моди найнижчого порядку. Широкосмугові характеристики системи в основному забезпечуються мультиполями ED (електричний диполь), MD+EQ (магнітний диполь + електричний квадруполь) та MQ+EO (магнітний квадруполь + електричний октуполь) та інші. Характер діаграми розсіювання в широкому діапазоні частот визначається інтерференцією між цими мультиполями [28].

Доцільно також проаналізувати узагальнений ефект Керкера, порівнявши пряме і зворотне розсіювання в одній площині. В експерименті мінімум зворотного розсіювання спостерігався на частоті 1,93 ГГц

(рис. 1.4(а)), що відповідає максимуму в співвідношенні прямого і зворотного розсіювання (рис. 1.4(б)). Такий результат і є класичним ефектом Керкера [29], викликаний майже однаковими і синфазними внесками в розсіювання ED, MD і EQ. На вищих частотах напрямлене резонансне розсіювання досягається у відносно широкому спектральному діапазоні, що охоплює десятку частину відсотка смуги пропускання навколо 2 ГГц.

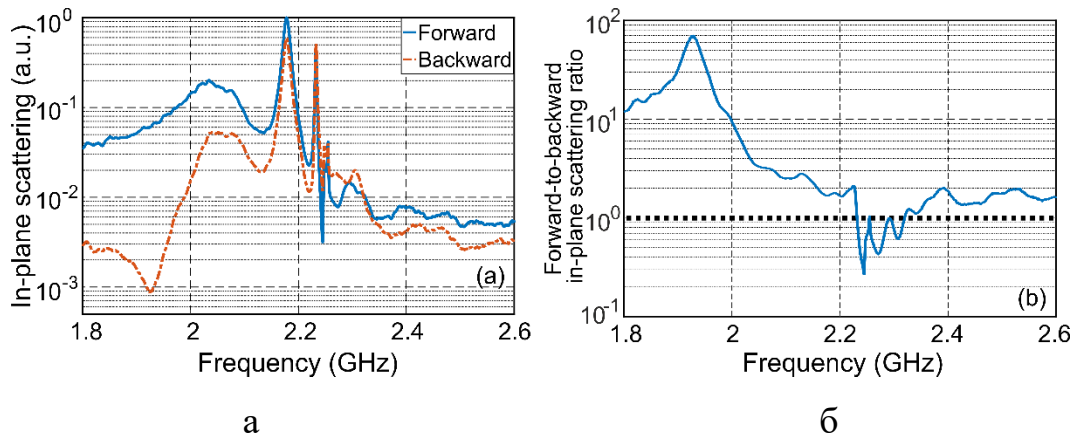


Рис. 1.4. Спектри розсіювання від структури з циліндричним розміщенням 11 провідників: (а) прямого і зворотного розсіювання; (б) їх співвідношення.

1.1.4. Використання генетичного алгоритму для розроблення надрозсіювачів

За відправну точку для оптимізації було обрано пучок провідників, який потенційно є простою у виготовленні конструкцією з низьким рівнем втрат. Для зменшення простору пошуку обрано масив 3×3 з вертикально розташованими рівновіддаленими провідниками. Довжину кожного окремого провідника можна змінювати індивідуально, в той час як радіус провідника залишався постійним ($r=0,5$ мм), щоб відповідати умовам майбутнього експерименту. Іншим накладеним обмеженням є радіус уявної сфери, що охоплює конструкцію, який дорівнював 22 мм. Цей параметр особливо важливий для оцінки характеристик надрозсіювання. Кількість незалежних неперервних параметрів у системі становила N^2 ($N=3$), хоча існують деякі міркування щодо симетрії. Відбивання відносно площини, що містить k -вектор

лінійно поляризованої падаючої хвилі та вектор її електричного поля, вважався симетричним для отримання направлено розсіювання вперед. Цільовою функцією для максимізації обрано повну площу розсіювання системи на центральній робочій частоті 6 ГГц.

Оскільки цільова функція може мати декілька локальних екстремумів, щоб знайти найближчий з них, використано стохастичну оптимізацію (CMA-ES). Алгоритм моделювання з використанням формули інтеграла Халлена реалізовано у PyNEC. Перед запуском оптимізації було встановлено такі параметри: розмір популяції $3N^2$ ($N = 3$), сила мутацій 20% та кількість поколінь 500. Рівень мутації є максимальною величиною, на яку можна змінювати довжину провідника після мутації. Задана кількість поколінь визначена емпірично з умови збіжності розрахунків для структур з $N = 2, 3, 4$. Для випадку $N=3$ моделювання одного покоління займало 0,22 секунди, а всі 500 кроків – 110 секунд. Усі розрахунки проводилися з використанням процесора Intel Xeon E3 1230 v6 3,5 ГГц і 64 Гб оперативної пам'яті. Після оптимізації відібрано найкращі структури за двома критеріями. По-перше, структура повинна бути відтворюваною, тобто її можна отримати з різними випадковими початковими параметрами. По-друге, випадкова зміна довжини провідників на 2% не повинна впливати на сумарне розсіювання більше, ніж на 10% (ці обмеження також були визначені емпірично). На рис. 1.5 наведено основні параметри та кроки алгоритму.

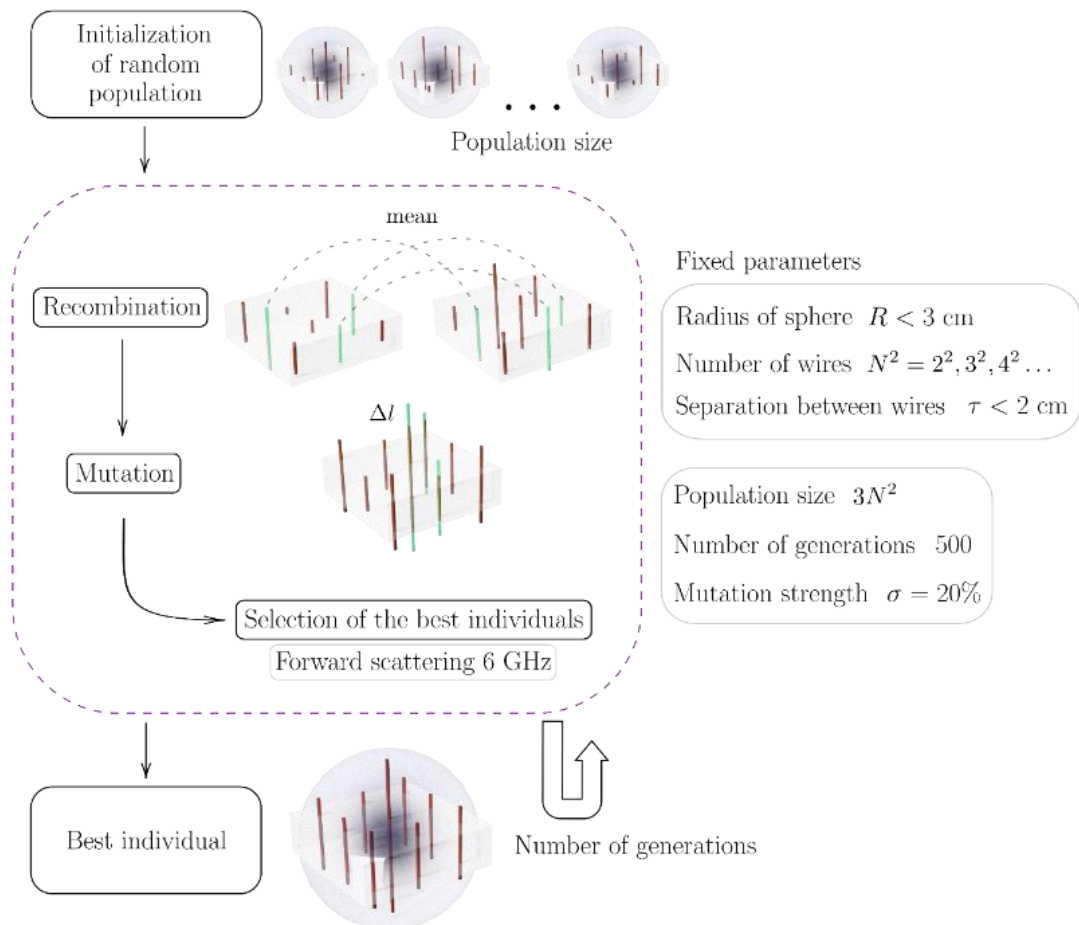


Рис. 1.5. Блок-схема генетичного алгоритму оптимізації. Сірий прямокутник містить фіксовані параметри, що висуваються до алгоритму оптимізації. Фіолетовий пунктирний прямокутник об'єднує етапи алгоритму.

1.2. Просторова модуляція ЕМ-хвиль

1.2.1. Імпедансна модуляція

Нещодавні дослідження в галузі НВЧ-метаповерхонь [30-34] показали можливість проєктування структур, що використовують поверхневий еквівалентний імпеданс для керування випромінюваними і відбитими хвилями. Такий ефект спостерігається для планарних (також конформних) масивів зі щільно розташованих півхвильових резонаторів. Зміна поверхневого імпедансу в часі дозволяє забезпечити можливість керування спрямованістю випромінювання та інші функціональні можливості, що мають цінність для безпроводного зв'язку (наприклад, спектральне

мультиплексування та багато інших). Відомо кілька підходів до керування властивостями метаповерхні, які в основному базуються на електронному регулюванні імпедансу та механічній зміні геометрії масивів [35-37].

Методи імпедансної модуляції можна розділити на кілька видів. Модуляція з увімкненням/вимкненням, яка, як правило, досягається з використанням транзисторних елементів [38-39]. Безперервне підстроювання фази, що реалізується за допомогою фазообертачів. Оскільки промислові зразки таких радіокомпонентів є досить дорогими, тому зазвичай використовуються варакторні діоди (конденсатори, що регулюються за напругою), які інтегруються в масиви [36, 40]. Недоліком застосування варакторних діодів є досить обмежена швидкість модуляції, яка, як правило, не може перевищувати мегагерцового діапазону. Щоб обійти цю проблему, використовують швидке перемикання між кількома станами (довжинами) лінії затримки на основі транзисторів. У системах, де швидкість модуляції менш важлива, ніж високоякісна фазова неперервність, механічна модуляція може бути кращим рішенням.

1.2.2. Механічна модуляція. Ефект мікро-Доплера

Розсіювання від статичних об'єктів є одним з найбільш досліджених сценаріїв завдяки відносній простоті математичного аналізу, а також можливості опису широкого спектру реальних спостережень [41]. У випадку діелектричних об'єктів, що змінюють своє положення у просторі-часі, при розсіюванні спостерігається вплив ефекту Доплера [42]. Сценарії розсіювання стають набагато складнішими у випадку прискорених тіл [43].

В основі явища Доплера лежить твердження, що частота відбитої хвилі змінюється на величину, пов'язану зі швидкістю рухомого розсіювача. Загальноприйнятою практикою є інтерпретація цієї швидкості як швидкості центру мас однорідного об'єкта, що рухається прямолінійно. Тим не менш, може статися так, що рухомий об'єкт неоднорідний, увесь, або його частини обертаються, або це може бути навіть еластичне тіло, рідина чи газова хмара.

Різноманітні рухи складових елементів навколо центру мас сприяють додатковій модуляції відбитої хвилі, а результуюча сукупність спектральних зсувів називається ефектом мікро-Доплера [44] – значною мірою завдяки тому, що вони є меншими за основний зсув Доплера, спричинений лінійним рухом центру мас. Ефект мікро-Доплера спочатку спостерігався в когерентних лазерних радіолокаційних системах, де його було легше спостерігати [45], але, в процесі вдосконалення засобів радіозв'язку, ставав все більш помітним і в радіолокаторах міліметрового діапазону, а також був виявлений і в області акустичних хвиль. Завдяки тому, що сигнал мікро-Доплера пов'язаний з внутрішньою структурою рухомого об'єкта, було висунуто припущення, що ці сигнали можуть бути використані для класифікації рухомих об'єктів [46]. Численні дослідницькі групи займалися вивченням модуляцій, викликаних обертанням лопатей реактивних двигунів і гвинтів гелікоптерів [47] для розпізнавання різних літальних апаратів. Інші застосування пов'язані з радіолокатором у трансмісійному режимі, який дозволяє виявляти і розпізнавати різні рухи людей, що знаходяться за перешкодами, галуззю безпілотних автомобілів, де потрібно швидко класифікувати і розпізнавати різні рухи на вулиці з інтенсивним рухом, а також зі швидким зростанням потреби в ідентифікації безпілотних літальних апаратів [48]. Врешті-решт, одне з останніх цікавих застосувань стосується розпізнавання жестів рук, що має на меті полегшити безконтактну взаємодію людини з комп'ютером. Наведений вище перелік досліджень ефекту мікро-Доплера не є вичерпним і, ймовірно, буде продовжувати розширюватися в майбутньому.

1.2.3. Експериментальне підтвердження ефекту мікро-Доплера

Використана для досліджень експериментальна установка, розміщена в безеховій камері, наведена на рис. 1.6 Установка складається з двох мідних резонансних півхвильових дипольних розсіювачів довжиною 40 мм, розташованих на контрольованій відстані d один від одного. Відстань d варіювалася в межах від 5 мм до 65 мм. Обидва диполі могли незалежно

обертатися навколо своєї осі за допомогою крокового двигуна, керованого системою замкнутого контуру, для забезпечення стабільної тривалої роботи. Диполі опромінювалися безперервною хвилею на частоті 3,2 ГГц (вибрано в залежності від довжини провідників). Генератор сигналу з фазовою синхронізацією N5173В був підключений до рупорної антени, поляризованої в площині обертання диполів. Ця ж антена використовувалася для прийому енергії розсіяної ЕМ-хвилі у зворотньому напрямку. Демодуляція виконана I/Q-демодулятором згідно зі схемою на рис. 1.6(б). Отримані сигнали основної смуги частот були оцифровані DSOX3104Т.

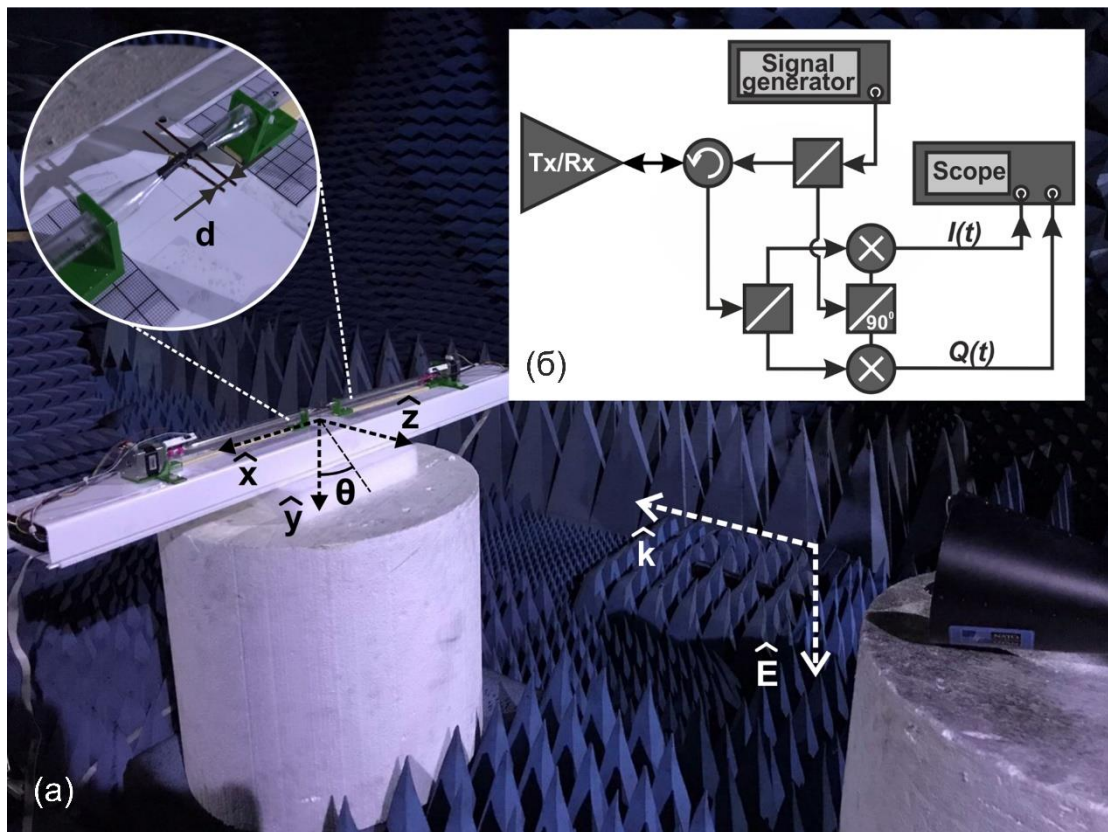


Рис. 1.6. (а) Експериментальна установка у безеховій камері, де монохроматична хвиля взаємодіє з двома металевими дипольними розсіювачами, що обертаються, та (б) її схема.

Для виявлення частотного спектру, що виникає за рахунок ефекту мікро-Доплера, використано швидке перетворення Фур'є. Спочатку було досліджено

залежність амплітуд другої, четвертої та шостої гармонік для різних початкових кутів між двома дипольними розсіювачами (рис. 1.7). У випадку синхронного обертання в одному напрямку (тобто, коли $\dot{\theta}_1 = \dot{\theta}_2$) друга гармоніка поводить себе періодично як функція початкового кута між диполями (рис. 1.7(a)). Експериментальні результати показують, що четверта гармоніка досягає максимального значення при $\theta_0 = \pi/2$, оскільки за один повний оберт дипольного розсіювача спостерігається два максимуми та два мінімуми значень ЕПР. Варто зазначити, що ця періодичність залежить від напрямку обертання розсіювачів, тому коли вони синхронно обертаються в протилежних напрямках (тобто $\dot{\theta}_1 = -\dot{\theta}_2$), залежність від початкового кута не спостерігається для жодної з гармонік (рис. 1.7(б)).

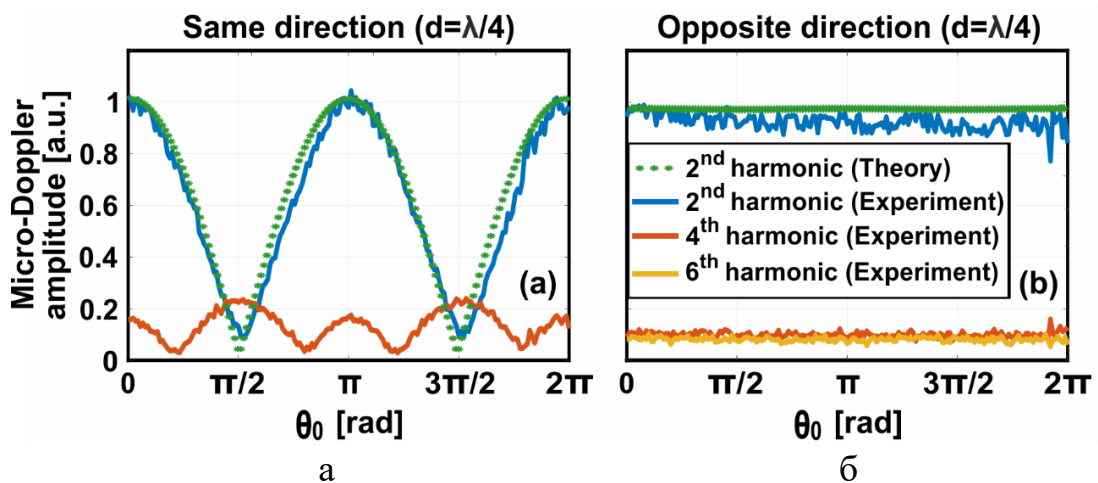


Рис. 1.7. Порівняння експериментальних амплітуд гармонік ефекту мікро-Доплера (2-ї, 4-ї та 6-ї) в залежності від початкового кута θ_0 між диполями, які обертаються навколо однієї осі з кутовою частотою $\dot{\theta}_1 = \dot{\theta}_2 = 16$ рад/с на відстані $\lambda/4$. Результати наведено для двох випадків: (а) дипольні розсіювачі обертаються в одному напрямку та (б) дипольні розсіювачі обертаються в протилежних напрямках.

У наступному досліді дипольні розсіювачі оберталися асинхронно, тобто $\dot{\theta}_1 \neq \dot{\theta}_2$. У цьому випадку також можна спостерігати різницю між спектрами мікро-Доплера при обертанні в однакових і протилежних напрямках на

рис. 1.8. При обертанні в одному напрямі у спектрі з'являється різницева гармоніка, тоді як при обертанні в протилежних напрямках з'являється сумарна гармоніка (рис. 1.8(а) та (б) відповідно). Ще однією експериментальною особливістю, яку видно на рис. 1.8, є 4-та гармоніка частоти мікро-Доплера для першого розсіювача, що виділяється вище рівня шуму на швидкості близько 64 рад/с.

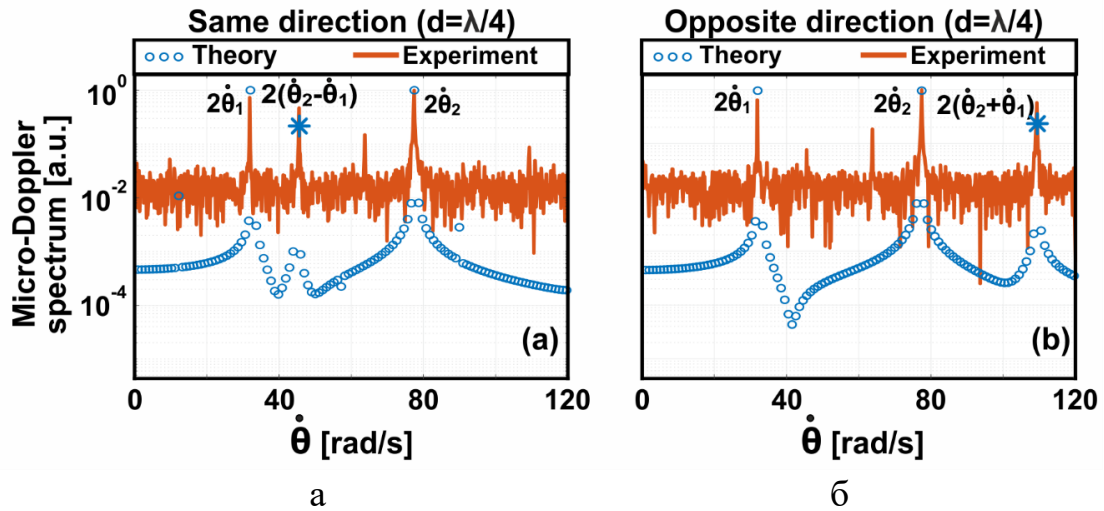


Рис. 1.8: Порівняння результатів детектування гармонік, викликаних ефектом мікро-Доплера двох мідних провідників – резонансні півхвильові дипольні розсіювачі, що обертаються з частотами $\dot{\theta}_1 \neq \dot{\theta}_2$ в зоні сильної близькопольової взаємодії один відносно одного, отримані шляхом теоретичного аналізу та експериментальних досліджень. Кутові частоти обертання $\dot{\theta}_1 = 16$ рад/с і $\dot{\theta}_2 = 39$ рад/с: (а) обидва диполі обертаються в одному напрямку, створюючи сумарну частоту $2(\dot{\theta}_2 + \dot{\theta}_1)$; (б) обидва диполі обертаються в протилежних напрямках, створюючи різницеву частоту $2(\dot{\theta}_2 - \dot{\theta}_1)$. Зірочками позначено гармоніки, що виникають за рахунок різниці значень частот обертання кожного з диполів.

Поява комбінаційних гармонік є чітким свідченням зв'язку між внутрішніми ступенями свободи, якими нехтують при стандартному радіолокаційному аналізі. Для подальшої перевірки цього твердження

амплітуди різних гармонік, наведених на рис. 1.8, були записані як функція відстані між дипольними розсіювачами, що обертаються (рис. 1.9). Видно, що в обох випадках змішана гармоніка затухає зі збільшенням відстані, тоді як інші гармоніки мають коливальний характер, у випадку інтерферуючих полів.

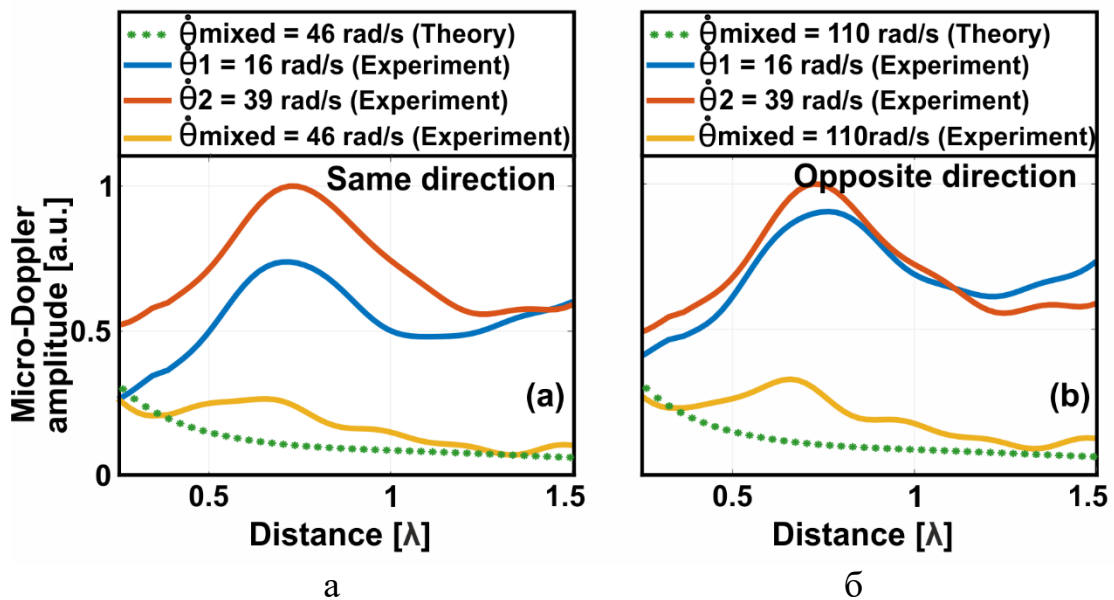


Рис. 1.9: Експериментальне підтвердження походження змішаної гармоніки за рахунок сильної близькопольової взаємодії двох мідних дипольних розсіювачів, що обертаються. Експериментальні амплітуди 2-ї та змішаної гармонік мікро-Допплера наведено в залежності від відстані для двох випадків: (а) обидва дипольні розсіювачі обертаються в одному напрямку та (б) обидва дипольні розсіювачі обертаються в протилежних напрямках.

1.3. Огляд сучасного стану та перспектив використання БПЛА

БПЛА займають провідне місце серед сучасних технологій, які суттєво впливають на різні галузі економіки, науки та оборони. Універсальність, здатність працювати в умовах, небезпечних для людини, та високий рівень автоматизації роблять БПЛА одним із ключових інструментів сучасності [49]. Актуальність досліджень у цій сфері обумовлена як швидким розвитком технологій, так і потребами вирішення пріоритетної проблематики, такої як гуманітарне розмінування, екологічний моніторинг і оптимізація логістики. В

умовах сучасних викликів, що включають конфлікти та екологічні катастрофи, БПЛА набули особливого значення. Наприклад, в Україні, де через військові дії заміновано значні території, БПЛА відіграють критичну роль у гарантуванні безпеки та відновленні територій [50]. Завдяки інтеграції з новітніми технологіями, зокрема штучним інтелектом, інтернетом-речей та інноваційними енергетичними системами їхній потенціал продовжує зростати [51].

Існує кілька основних типів БПЛА, кожен з яких має свої унікальні характеристики та сфери застосування [49]. БПЛА фіксованого крила відзначаються високою швидкістю польоту, економічністю та здатністю охоплювати великі території. Їх зазвичай використовують для моніторингу сільськогосподарських угідь, геодезії або екологічних досліджень. Наприклад, у Канаді такі апарати застосовуються для оцінки стану лісових масивів, що дозволяє ефективно планувати їх використання та відновлення [52-53]. Завдяки своїй конструкції БПЛА фіксованого крила можуть долати великі відстані з мінімальними затратами енергії, що робить їх оптимальними для тривалих місій.

Мультироторні БПЛА є однією з найбільш популярних категорій безпілотників завдяки їхній конструктивній простоті та універсальності. Найпоширенішим типом є квадрокоптери, які мають чотири двигуни, розташовані симетрично. Така конструкція забезпечує високу стабільність у польоті, простоту управління і можливість точного зависання над обраною точкою. Це робить квадрокоптери ідеальними для аерофотозйомки, інспекції інфраструктури та виконання логістичних завдань. Наприклад, служба Amazon Prime Air використовує квадрокоптери для швидкої доставки товарів, скорочуючи час доставки до кількох годин [54]. Гексакоптери, що оснащені шістьма двигунами, мають підвищену вантажопідйомність і кращу стійкість до вітрових умов, що робить їх придатними для гуманітарного розмінування або перевезення обладнання. Октокоптери, завдяки восьми двигунам, забезпечують вищу потужність і підвищений рівень безпеки, оскільки навіть у

разі виходу з ладу одного з двигунів апарат зберігає стабільність. Це дозволяє використовувати їх у завданнях, що потребують високої надійності та виконуються в умовах підвищеного ризику. До мультироторних апаратів також належать вертолітні БПЛА, які оснащені однією або кількома лопатями. Вони мають складнішу конструкцію, але забезпечують тривале зависання в повітрі та здатність піднімати важкі вантажі, що є незамінним у рятувальних операціях або картографуванні [55].

Гібридні моделі БПЛА поєднують переваги конструкцій з фіксованим крилом і мультироторних конструкцій. Вони здатні вертикально злітати й сідати, що дозволяє використовувати їх у важкодоступних місцях. Конструкція гібридних БПЛА часто включає крила для тривалого польоту й електромотори для вертикального підйому. Наприклад, такі БПЛА використовуються для гуманітарного розмінування, де важливо поєднати тривалий час роботи в повітрі з маневреністю [49, 56].

БПЛА широко використовуються в геоінформаційних системах (ГІС) для збору просторових даних у реальному часі. За зібраною інформацією створюють тривимірні моделі місцевості, інтегруються супутникові та картографічні дані, виконуються різні варіанти просторового аналізу. Наприклад, використання БПЛА у поєднанні із супутниковими знімками дозволяє отримати високоточну картографічну інформацію навіть у важкодоступних регіонах. У сільському господарстві БПЛА використовують для моніторингу посівів, аналізу ґрунтів, точного землеробства і прогнозування врожайності. Вони забезпечують суттєву економію ресурсів та підвищення ефективності аграрних процесів [50, 57]. На рис. 1.10 продемонстровано інтеграцію ГІС і БПЛА для моніторингу стану ґрунтів.

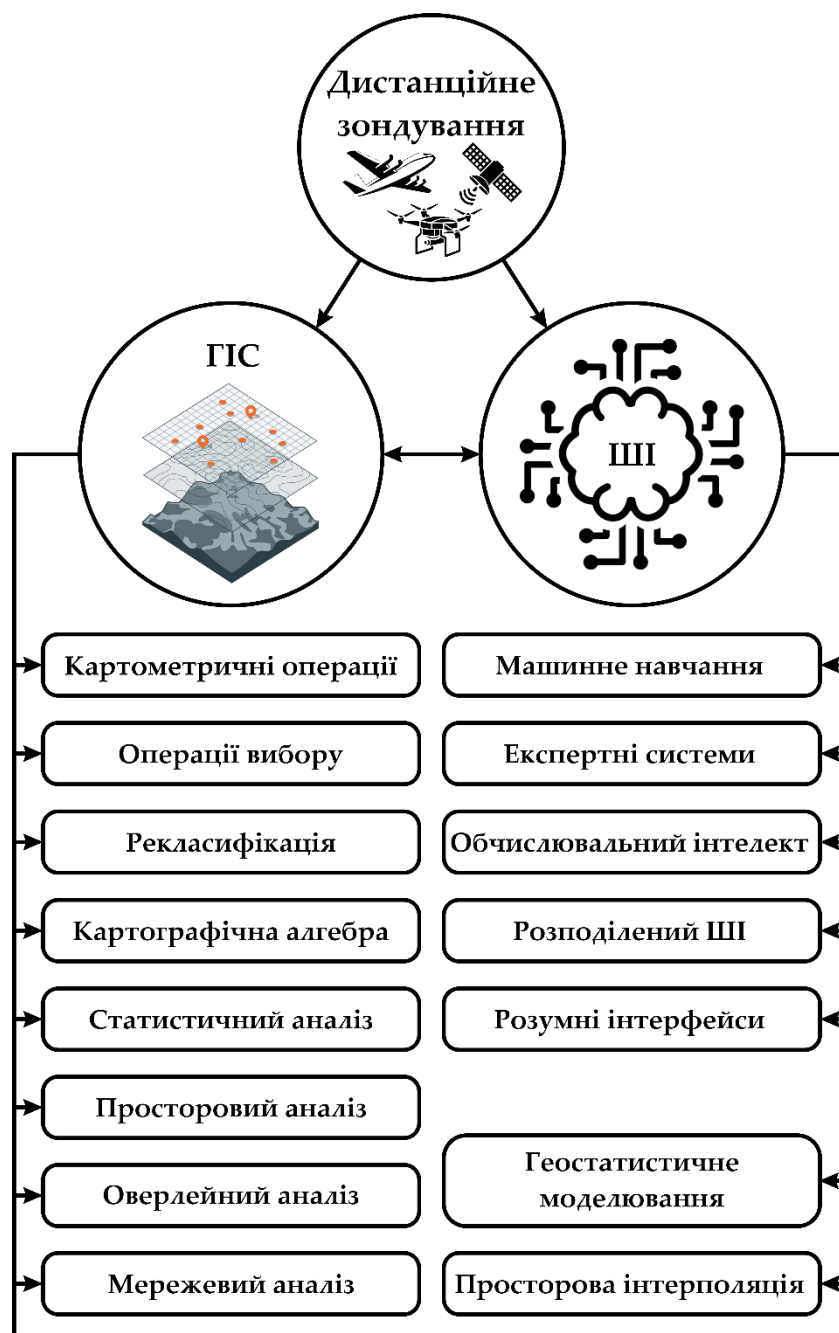


Рис. 1.10. Можливості поєднання методів ГІС та технологій штучного інтелекту. ІІ – штучний інтелект; ГІС – геоінформаційні системи [50].

Рій БПЛА представляє інноваційний напрям у використанні БПЛА, що дозволяє координувати одночасні дії великої кількості апаратів. Ця технологія базується на алгоритмах штучного інтелекту, які забезпечують синхронізовану роботу БПЛА у реальному часі [58] Наприклад, рої можуть бути застосовані для комплексного моніторингу великих територій або виконання складних пошуково-рятувальних місій. Одним із перспективних

напрямів є використання рою для гуманітарного розмінування, де кілька БПЛА одночасно працюють над скануванням території різними типами сенсорів, такими як інфрачервоні камери чи георадари [50, 59].

Зі зростанням кількості безпілотників у повітряному просторі виникає потреба їх ідентифікації. Це важливо як для уникнення конфліктів у цивільному авіаційному просторі, так і для забезпечення безпеки. Сучасні методи ідентифікації включають використання радіочастотних сенсорів, оптичних систем розпізнавання та цифрових систем обліку, які передають інформацію про модель і місцезнаходження БПЛА в реальному часі [60]. У багатьох країнах впроваджуються закони, що зобов'язують використовувати ці технології для безпеки польотів. Додатково для боротьби з несанкціонованими БПЛА застосовуються антидронові системи, які можуть нейтралізувати потенційну загрозу [61-62].

Завдяки своїм можливостям БПЛА знаходять застосування в численних сферах. У медицині вони транспортують вакцини, донорську кров та інші матеріали до віддалених районів. Наприклад, компанія Zipline впровадила систему доставки медикаментів у віддалені регіони Африки, що значно скоротило час надання допомоги [63]. У сфері екології БПЛА використовують для моніторингу забруднення, дослідження коралових рифів та оцінки наслідків природних катастроф. Наприклад, в Австралії БПЛА допомагають досліджувати стан екосистем та попереджати про загрози [64].

Технології БПЛА продовжують вдосконалюватися. Інтеграція зі штучним інтелектом забезпечує автономність, а новітні енергетичні системи підвищують тривалість польотів. Компактність сенсорів дозволяє використовувати навіть невеликі БПЛА для високоточних завдань, таких як інспекція інфраструктури або рятувальні операції. У майбутньому очікується подальше розширення сфер застосування БПЛА, включаючи їхню участь у смарт-містах, дослідженнях змін клімату та автоматизації логістичних процесів. У сфері картографування БПЛА дозволяють створювати високоточні карти та цифрові моделі з мінімальними витратами часу.

У сільському господарстві БПЛА активно реалізують концепцію точного землеробства, зокрема здійснюють моніторинг посівів, аналізують стан ґрунту, сприяють точному внесенню добрив та прогнозують очікувану врожайність. Наприклад, тепловізійні сенсори та індекс NDVI (Normalized Difference Vegetation Index) дозволяють фермерам ідентифікувати ділянки з дефіцитом вологи або поживних речовин [65]. Це значно підвищує ефективність аграрних операцій і зменшує витрати [50].

БПЛА, завдяки своїй адаптивності та ефективності, залишаються ключовим елементом сучасного технологічного прогресу. Їх впровадження у різні галузі, зокрема картографування, сільське господарство та екологію, є свідченням їхньої багатофункціональності та потенціалу для вирішення складних завдань. Майбутній розвиток безпілотних технологій сприятиме ще більшій інтеграції БПЛА у повсякденне життя, забезпечуючи нові можливості для наукових досліджень, промисловості та соціальних проєктів.

Висновки до розділу 1

У розділі проведено огляд літературних джерел, присвячених розсіюванню енергії ЕМ-хвиль від різного типу нерухомих та рухомих об'єктів, а також застосування даного ефекту для покращення видимості БПЛА із малим значенням ЕПР сучасними радарними системами. Процес розсіювання енергії ЕМ-хвиль на пряму залежить від форми та розмірів об'єктів по відношенню до довжини хвилі, з якою взаємодіє об'єкт. Цей процес наочно демонструється із добре відомої діаграми залежності ЕПР металеві сфери від її розмірів, нормованих на довжину хвилі, де чітко спостерігаються три області: Релея, де значення ЕПР зростає практично лінійно при збільшенні розмірів сфери; Мі або резонансна, де спостерігають чіткі осциляції значення ЕПР через процеси інтерференції і, як результат, їх впливу на резонансні характеристики сфери; а також оптична, де значення ЕПР залишається практично незмінним, оскільки розміри сфери є набагато більшими в порівнянні із довжиною хвилі, у результаті чого вся енергія

падаючої ЕМ-хвилі розсіюється за законом Снеліуса. З цього випливає, що область M_i є найбільш привабливою для збільшення ефективності розсіювання за рахунок резонансних ефектів. Проте існують фундаментальні обмеження щодо максимально можливого рівня розсіювання від одиночного резонатора, такі як обмеження Чу-Гаррінгтона, що визначає мінімально можливі добротності півхвильових резонаторів без втрат. Рішення даної проблеми полягає у збільшенні кількості одиночних резонансних елементів у зоні їх сильної близькопольової взаємодії та узгодження їх фазових станів. Це дає можливість розроблення компактних розсіювачів півхвильового розміру із значно вищим значенням ЕПР, що може перевищувати існуючі обмеження. Варто зазначити, що розроблення таких структур є досить складним, а значення ЕПР є досить чутливим до геометричних параметрів та орієнтації резонансних елементів, що часто вимагає значних ресурсів щодо оптимізації структури. Ця проблема в ряді робіт вирішується шляхом використання різного роду алгоритмів, таких як генетичний чи топологічний. У процесі оптимізації дані алгоритми, окрім позиції та орієнтації резонансних елементів, також оптимізують їх геометричні параметри. Якщо із доступних параметрів оптимізації електричних диполів – прямих металевих провідників, є тільки їх довжина, то магнітні диполі – *РКР*, відкривають значну кількість ступенів свободи для оптимізації, що включають як їх загальні розміри, так і орієнтацію і модифікацію розрізу тощо, і це питання все ще залишається відкритим, незважаючи на значну кількість наукових робіт.

Незважаючи на те, що є ряд наукових та інженерних рішень щодо подолання зазначених вище обмежень на розсіювання енергії ЕМ-хвиль, сучасні умови радіолокації все ще залишаються незадоволеними як щодо збільшення значення ЕПР при зменшенні геометричних розмірів розсіювача, так і розширення смуги робочих частот. Розроблення таких широкосмугових надрозсіювачів відразу може вирішити ряд задач, пов'язаних із радіолокацією, наприклад, значне покращення якості детектування, особливо об'єктів із критично малим значенням ЕПР, зокрема малих БПЛА.

Додаткова інформація при детектуванні малих об'єктів, що містять складові, які здійснюють мікро-коливання або вібрації (наприклад, пропелери БПЛА, гвинт вертольоту, руки і ноги людини, крила птахів тощо), може бути отримана із ефекту мікро-Доплера. Кожен із цих мікро-рухів має свій особливий патерн, що може бути ідентифікований шляхом аналізу відбитої від нього ЕМ-хвилі. Проблема полягає в тому, що малі БПЛА характеризуються подібним до птахів значенням ЕПР, часто подібною частотою обертання пропелерів та здійснюють польоти там, де і птахи. В сучасному науково-технічному стані штучний інтелект частково вирішує проблему розпізнавання та класифікації таких об'єктів, проте він потребує надзвичайно великої кількості експериментальних даних для навчання, що часто стає проблематичним або неможливим, а також взагалі не вирішує проблеми розпізнавання БПЛА однієї серії. Таким чином, *науково-технічною задачею тут є вирішення проблеми підвищення значення ЕПР пластикових пропелерів та розроблення методів пасивної ідентифікації БПЛА однієї серії. Це питання є надзвичайно актуальним у зв'язку із експоненційно зростаючим трафіком БПЛА та залишається невирішеним.*

Проведений у розділі аналіз дозволив сформулювати основні аспекти актуальної проблематики в галузі, що виділені курсивом у висновках, на яких ґрунтується дослідження в даній дисертаційній роботі, результати яких наведено в подальших розділах.

РОЗДІЛ 2. ДОСЛІДЖЕННЯ ЕМ-ВЛАСТИВОСТЕЙ РКР РІЗНИХ КОНФІГУРАЦІЙ ТА РОЗРОБЛЕННЯ ПРИСТРОЇВ МОДУЛЯЦІЇ НА ЇХ ОСНОВІ

РКР є ключовими компонентами в дослідженнях метаматеріалів завдяки їхній здатності демонструвати резонансні властивості, що дозволяють керувати ЕМ-характеристиками, такими як магнітна і діелектрична проникність. Їхня структура складається з металевих кілець з розрізами, які створюють штучний резонанс за рахунок індуктивних і ємнісних ефектів. Еквівалентна схема РКР моделюється як LC-контур, де геометричні параметри та матеріали визначають резонансні частоти та добротність. Дослідження у даному розділі спрямовані на детальне вивчення впливу геометричних розмірів РКР з метою забезпечення широкої смуги робочих частот.

Ще однією особливістю РКР є їх висока чутливість до змін у навколишньому середовищі та геометричних розмірів. Варіація розмірів кілець, розрізів або відстаней між елементами дозволяє суттєво змінювати частотний спектр резонансів. Це відкриває можливості для застосування РКР в датчиках, зокрема для визначення впливу об'єктів, таких як людський палець. Взаємодія з пальцем спричиняє зміну ємності, і, як результат, добротності резонатора, що запропоновано використати для сенсорних технологій пристроїв контролю доступу.

2.1. Дослідження способів керування ЕМ-характеристиками РКР різних конфігурацій. РКР зі сталими геометричними розмірами

2.1.1. Дослідження у зоні сильної близькопольової взаємодії

Для досліджень вибрано квадратний РКР, що було викликано тим, що фінальна версія пристрою – це одномірний масив компонентів, розміщених на невеликій відстані один від одного. Модель такого РКР, наведена на рис. 2.1(а), представляє собою мідні доріжки на підкладці FR-4 з діелектричною проникністю $\epsilon = 4.3$, розмірами $a \times a$, $a = 20$ мм та товщиною

0.5 мм. Розміри РКР становлять $b \times b$, де $b = 15$ мм, при ширині металевих доріжок $s = 1$ мм. Значення розрізу g та довжини смужок n є параметрами, що забезпечують контроль ЕМ-характеристик РКР, та піддаються зміні своїх значень у процесі дослідження частотних характеристик кільцевого резонатору.

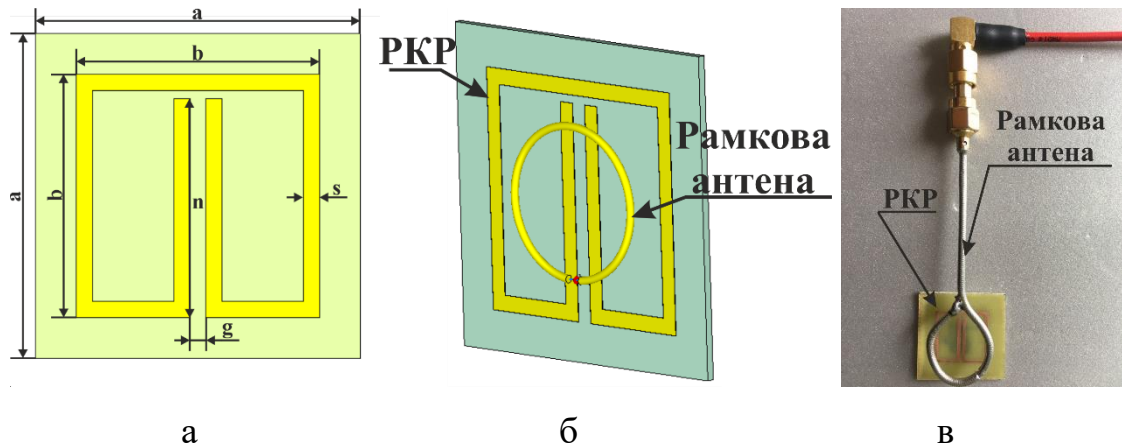


Рис. 2.1. Модель квадратного РКР на діелектричній підкладці з параметрами $a = 20$ мм, $b = 15$ мм, $s = 1$ мм, $g = 1$ мм, $n = 13$ мм – (а); модель, що відповідає процесу розрахунку спектрів S_{11} -параметрів в середовищі моделювання CST Microwave Studio, з використанням нерезонансної магнітної рамкової антени (магнітної проби) у зоні сильної близько-польової взаємодії – (б); а також відповідний експериментальний макет – (в).

Еквівалентна схема РКР є звичайним коливальним LC-контуром, що пояснює можливість зміни частотних характеристик РКР шляхом зміни g та n . Значення індуктивності кільцевого резонатору L визначається загальною довжиною металевої смужки по всьому контуру. Розрахувати значення L можна за допомогою формули Роса (2.1), що використовується для розрахунку власної індуктивності звичайної металевої смужки у мікрохвильовому діапазоні частот.

$$L = 0.2 \ln\left(\frac{1}{s}\right) + 0.2[\ln(2l) + 0.5], [\text{мГн/м}] \quad (2.1)$$

Ємність C кільцевого резонатору визначається через формулу для двох копланарних металевих смужок, розташованих паралельно одна відносно одної:

$$C = \varepsilon \varepsilon_0 n \frac{K(\sqrt{1-k^2})}{K(k)}, \quad (2.2)$$

де $\varepsilon = 1$ – діелектрична проникність діелектрика між металевими смужками, що, в нашому випадку, відповідає діелектричній проникності повітря; $\varepsilon_0 = 8.8541878128 \times 10^{-12}$ Ф/м – відносна діелектрична проникність; n – величина, що рівна довжині перекриття металевих смужок; $K()$ – повний еліптичний інтеграл першого порядку; k визначається згідно з формулою:

$$k = \frac{g}{2s + g}, \quad (2.3)$$

$k^2 = k_1 k_2$ – у випадку, якщо розміщені паралельно металеві смужки мають різні геометричні розміри. У досліджуваному випадку $k_1 = k_2$ (рис. 2.2).

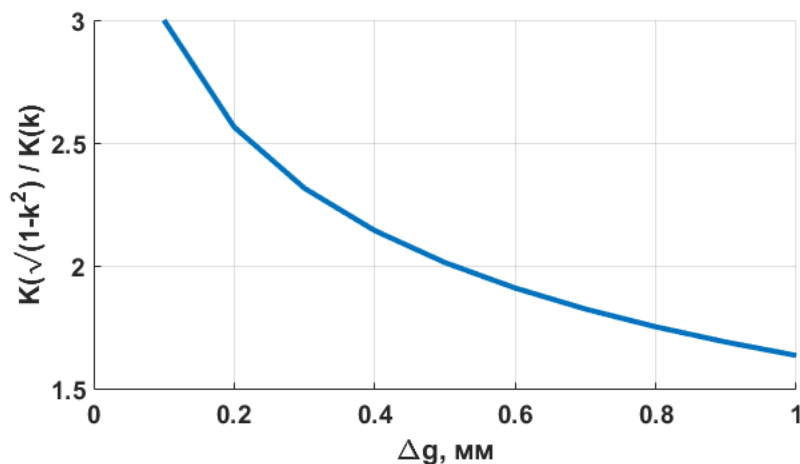


Рис. 2.2. Залежність ємності від відстані g між металевими смужками.

Для вивчення частотних характеристик РКР на основі S-параметрів, в середовищі моделювання CST Microwave Studio розроблено відповідну модель, як показано на (рис. 2.1(а)). Складовими цієї моделі є кільцевий резонатор та магнітна рамкова антена, як наведено на рис. 2.1(б). Магнітну рамкову антену використано в якості магнітної проби, тобто як сканер

магнітного поля у режимі сильної близькопольової взаємодії. ЕМ-сигнал подавався із рамкової антени на кільцевий резонатор, і коли кільцевий резонатор перебуває у резонансі, енергія, яку отримує магнітна антена у вигляді ЕМ-відгуку, є набагато меншою, ніж у випадку, коли кільцевий резонатор не резонує.

Експериментальний макет для дослідження S_{11} -параметрів наведено на рис. 2.1(в). Як магнітну пробу використано рамкову магнітну антену, виготовлену із коаксіального кабелю, що здатний функціонувати у досліджуваному діапазоні частот. Коаксіальний кабель через SMA-роз'єм опором 50 Ом приєднаний до мережевого аналізатора NanoVNA V2.

На першому етапі досліджень шляхом комп'ютерного моделювання було вивчено залежність частоти резонансу кільцевого резонатору від зміни довжини внутрішніх металевих смужок n . Значення n змінювалось у діапазоні від 1 мм до 13 мм з кроком 1 мм. Додатково вивчено відгук кільцевого резонатору для максимально можливого значення $n = 13,5$ мм.

S_{11} -параметри є амплітудно-частотними характеристиками відгуку кільцевого резонатору на ЕМ-взаємодію із рамковою антеною у близькому полі. Результати моделювання наведені на рис. 2.3. На графіках видно чіткі високودобротні резонанси, частоти яких зменшуються при збільшенні n . Така залежність повністю відповідає аналітичному розрахунку, згідно з формулами (2.2) та (2.3). Ємність кільцевого резонатору C прямо пропорційна значенню n та обернено пропорційна до частоти (згідно з формулою Томсона (2.4)).

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (2.4)$$

де f – частота, L – еквівалентна індуктивність, C – еквівалентна ємність. Смука частот, яку можна забезпечити використанням даних кільцевих резонаторів, становить від 1,192 ГГц до 2,134 ГГц для S_{11} -параметрів менших за -7 дБ.

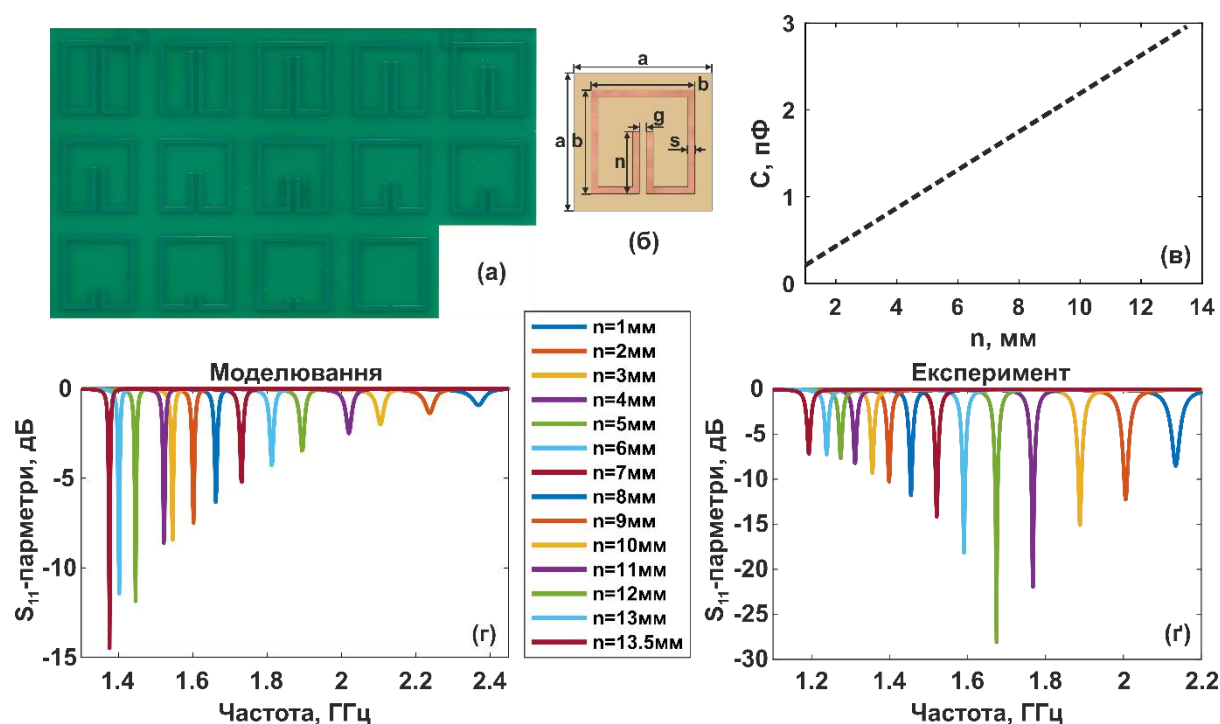


Рис. 2.3. Набір РКР квадратної форми розмірами $a = 20$ мм і $b = 15$ мм із сталим значенням розрізу $g = 1$ мм та різними довжинами перекриття внутрішніх прямих металевих доріжок, що змінюються в діапазон $n = 1:13$ мм та $n = 13,5$ мм (максимально можливе значення) – (а). Графічна – (б) та чисельна – (в) залежність зміни загального значення ємності від зміни значення n , а також частотна залежність S_{11} -параметрів від зміни значення n , отриманих шляхом комп'ютерного моделювання – (г) та експериментального дослідження – (г), що відображає частотну залежність зміни положення резонансної частоти РКР.

Розширити робочу смугу частот можна, змінюючи відстань між смужками g . Найменше значення резонансної частоти 1,192 ГГц отримано для $n = 13,5$ мм та $g = 1$ мм. Зменшення значення g призведе до збільшення ємності, а отже, до зменшення значення резонансної частоти кільцевого резонатору. Для варіації значення g в діапазоні від 0,1 до 1 мм частота резонансу змінюється від 0,766 ГГц до 1,192 ГГц, що наведено на рис. 2.4. Це означає, що смуга частот, яку можна охопити, змінюючи параметри РКР, розширюється ще на 0,426 ГГц.

Збільшення значення ємності кільцевого резонатору за рахунок зменшення значення розрізу g відбувається згідно з залежністю (2.2) через співвідношення еліптичних інтегралів. Як показали дослідження заданих РКР, максимальне значення розрізу може становити $g = 1$ мм, а при подальшому його збільшенні значення ємності РКР практично не змінюється [66].

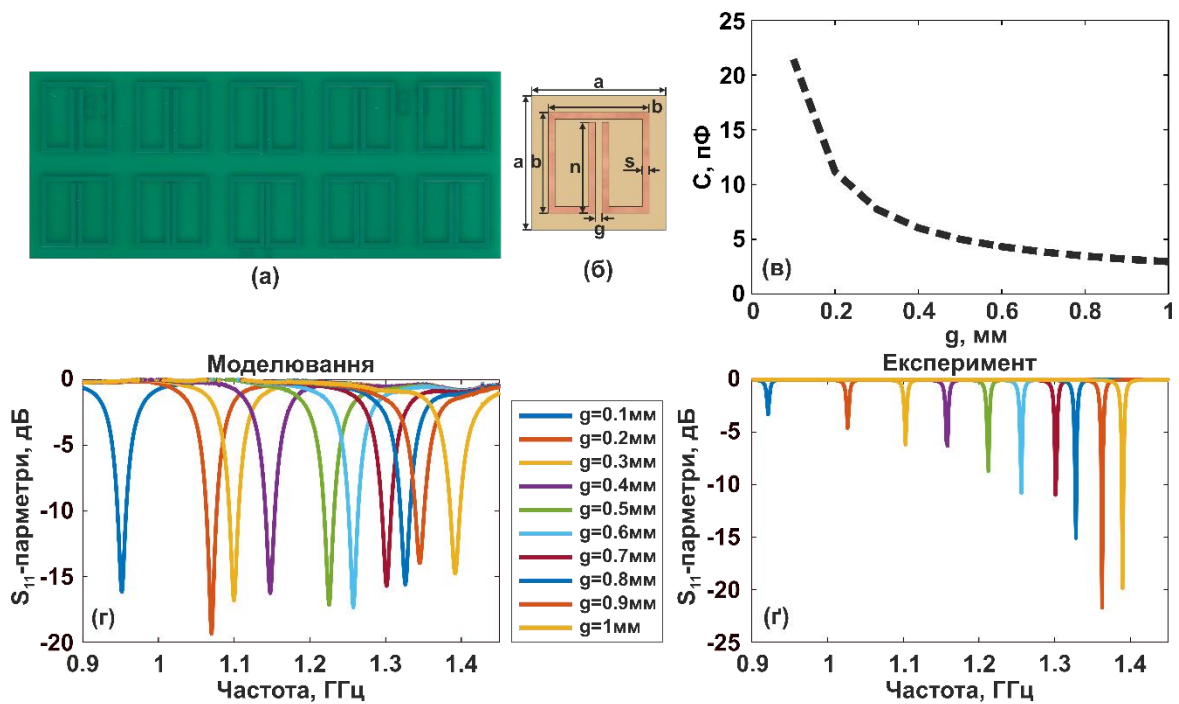


Рис. 2.4. Набір РКР квадратної форми розмірами $a = 20$ мм і $b = 15$ мм із сталим значенням довжини перекриття внутрішніх прямих металевих доріжок при $n = 13,5$ мм та розрізами, що змінюються в діапазоні $g = 0,1:0,1:1$ мм – (а). Графічна – (б) та чисельна – (в) залежність зміни загального значення ємності від зміни значення g , а також частотна залежність S_{11} -параметрів від зміни значення g , отриманих шляхом комп'ютерного моделювання – (г) та експериментального дослідження – (г'), що відображає частотну залежність зміни положення резонансної частоти РКР.

Подальше розширення діапазону частот для РКР із заданим константним значенням $b = 15$ мм можливе через введення гребінчастого заповнення розрізу із подальшим збільшенням ширини розрізу $g = 1:1:10$ мм, як наведено на рис. 2.5(а). Із рис. 2.5(б)-(в) випливає, що значення ємності є лінійною

функцією від ширини розрізу g . Збільшення ємності дозволяє досягнути частоти резонансу близько 0,65 ГГц, що підтверджується результатами комп'ютерного моделювання (рис. 2.5(г)) та експериментальних вимірювань (рис. 2.5(д)).

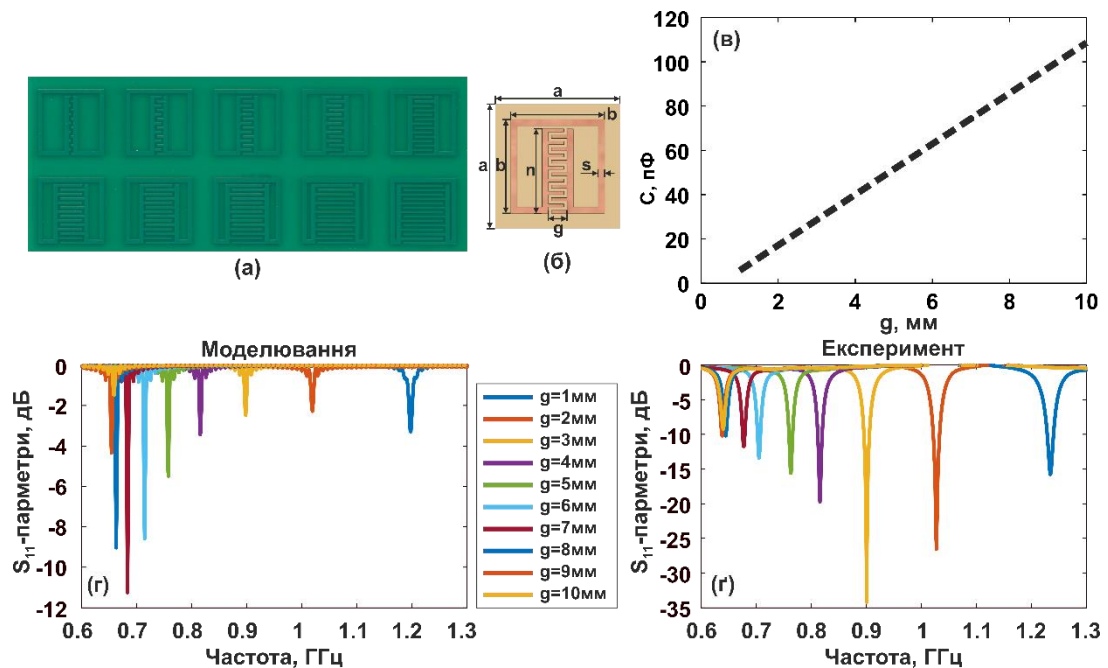


Рис. 2.5. Набір РКР квадратної форми розмірами $a = 20$ мм і $b = 15$ мм із сталим значенням довжини перекриття внутрішніх металевих доріжок, що представляє собою гребінчасте мікросмужкове заповнення, $n = 13,5$ мм та значеннями розрізу, що змінюються в діапазоні $g = 1:1:10$ мм – (а). Графічна – (б) та чисельна – (в) залежність зміни загального значення ємності від зміни відстані g , а також частотна залежність S_{11} -параметрів від зміни значення g , отриманих шляхом комп'ютерного моделювання – (г) та експериментального дослідження – (д), що відображає частотну залежність зміни резонансної частоти РКР.

Таким чином, запропонований підхід до модифікації РКР однакових геометричних розмірів уможливорює контроль їх резонансної частоти у надзвичайно широкому діапазоні частот. В межах проведеного дослідження

через зміну еквівалентної ємності РКР вдалося забезпечити частоти резонансів від 0,65 до майже 2,2 ГГц, тобто близько 1,5 ГГц смуги робочих частот.

2.1.2. Дослідження ЕПР

Віддалене детектування резонансних характеристик РКР можливе за допомогою аналізу їх ЕПР при зміні частоти опромінюваного сигналу. Такий підхід описує взаємодію в дальньому полі ЕМ-хвилі із досліджуваними РКР. На рис. 2.6(а) наведено орієнтацію електричної та магнітної складових ЕМ-хвилі по відношенню до РКР двох різних типів: із сталим значенням довжини перекриття внутрішніх прямих металевих доріжок $n = 13,5$ мм та значеннями розрізу, що змінюються в діапазоні $g = 0,1:0,1:1$ мм, та із сталим значенням розрізу $g = 1$ мм та значеннями довжини перекриття внутрішніх прямих металевих доріжок, що змінюються в діапазоні $n = 1:1:13$ мм та $n = 13,5$ мм. Результати комп'ютерного моделювання в CST Microwave Studio спектрів ЕПР для двох типів РКР наведено на рис. 2.6(б) та (в) відповідно. Отримано, що резонансна частота може змінювати своє значення в діапазоні частот від 0,8 ГГц до 2,4 ГГц, при зміні розрізу g та довжини перекриття внутрішніх прямих металевих доріжок n . Така залежність є результатом зміни значення ємності РКР. Природа взаємодії РКР із падаючою ЕМ-хвилею показана на рис. 2.6(г) – розподіл векторів Пойнтинга та рис. 2.6(г) – усереднене значення розподілу напруженості електричного поля. З діаграм чітко видно, що при орієнтації вектору електричного поля вздовж осі x , металеві смужки РКР виконують роль конденсатора та концентрують найбільший рівень електричного поля.

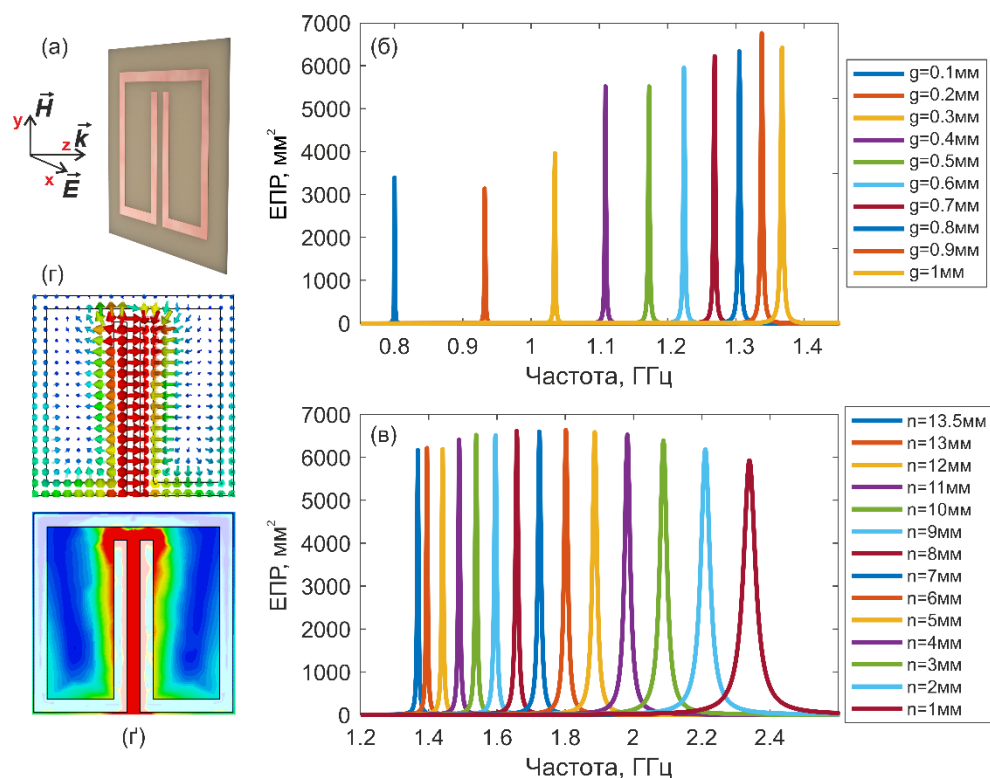


Рис. 2.6. Дослідження РКР квадратної форми: експериментальний зразок з розмірами $a = 20$ мм і $b = 15$ мм – (а) Спектр ЕПР для сталого значення довжини перекриття внутрішніх прямих металевих доріжок $n = 13,5$ мм та значеннями розрізу, що змінюються в діапазоні $g = 0,1; 0,1; 1$ мм – (б) та спектр ЕПР для значення розрізу $g = 1$ мм та довжини перекриття внутрішніх прямих металевих доріжок, що змінюється в діапазоні $n = 1; 1; 13$ мм та $n = 13,5$ мм – (в); розподіл напруженості електричного поля на поверхні РКР за допомогою векторів Пойнтинга – (г) та його усереднене значення – (г').

Розширення смуги робочих частот можливе при введенні гребінчастого мікросмушкового заповнення у проміжок між двома внутрішніми прямими металевими доріжками із орієнтацією векторів електричного і магнітного полів ЕМ-хвилі, як наведено на рис. 2.7(а). Із рис. 2.7(б) випливає, що зміна значення g від 1 до 10 мм забезпечує зміну частоти резонансу спектру ЕПР в діапазоні частот від 0,45 ГГц до 1 ГГц. Розподіл векторів Пойнтинга та усередненого значення розподілу напруженості електричного поля для $g = 1$ – (в)-(г) та $g = 6$ наведено на рис. 2.7(в)-(д) відповідно.

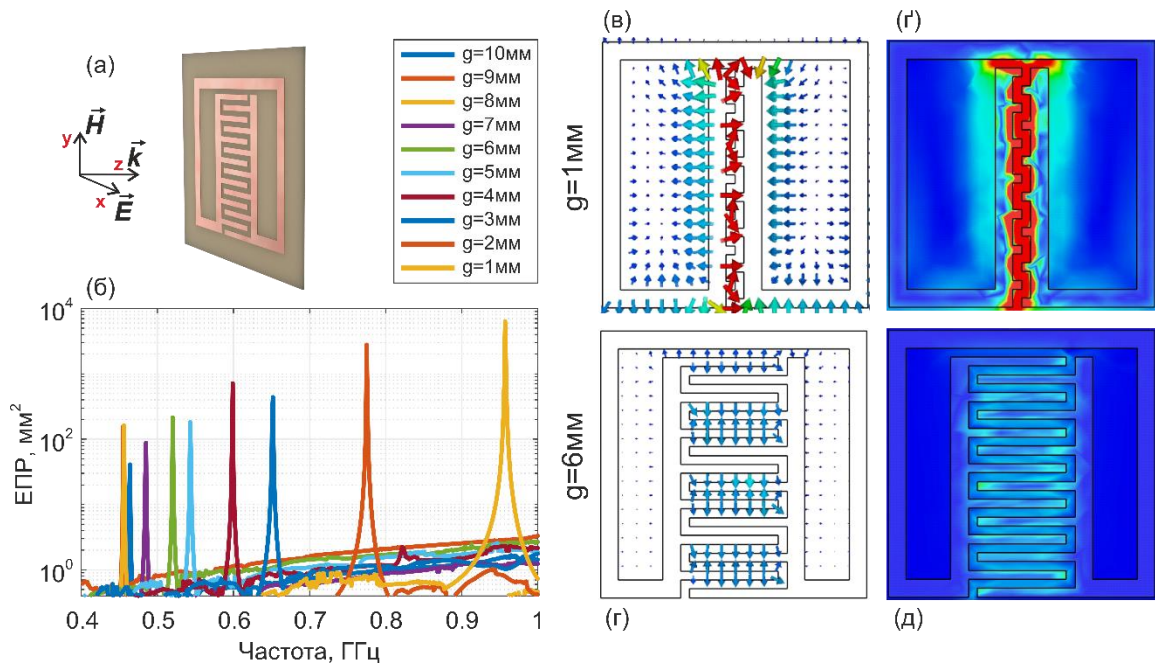


Рис. 2.7. Дослідження РКР квадратної форми із гребінчастим мікросмушковим заповненням: експериментальний зразок з параметрами $a = 20$ мм і $b = 15$ мм – (а) спектр ЕПР для сталої довжини перекриття внутрішніх прямих металевих доріжок $n = 13,5$ мм та розрізом, що змінюється в діапазоні $g = 1:1:10$ мм – (б); розподіл електричного поля на поверхні РКР за допомогою векторів Пойнтинга при $g = 1$ – (в) та $g = 6$ – (г) та його усереднене значення при $g = 1$ – (г) та $g = 6$ – (д).

Отже, в результаті комп'ютерного моделювання запропонованого підходу до реалізації однотипних кільцевих резонаторів з різними частотними характеристиками отримано, що РКР при детектуванні в дальньому полі можуть покривати робочу смугу частот від 0,45 ГГц до 2,4 ГГц.

2.2. Дослідження способів керування ЕМ-характеристиками РКР різних конфігурацій. РКР із контрольованими в часі ЕМ-характеристиками

В умовах мінливого середовища широко застосовуються адаптивні системи, що здатні керувати характеристиками ЕМ-сигналів. Їх реалізують із введенням компонентів, що здатні змінювати свої провідні чи ЕМ-

характеристики в залежності від зовнішніх чинників, наприклад, напруги зсуву. До таких компонентів відносять варакторні діоди, що неперервно змінюють значення ємності при зміні прикладеної напруги зсуву, або транзистори, що функціонують в ключовому режимі і здатні перемикатися між двома дискретними станами. У наступних розділах ці елементи інтегровано у робочі макети пристроїв та досліджені шляхом комп'ютерного моделювання та експерименту.

2.2.1. Дослідження у зоні сильної близькопольової взаємодії

Для комп'ютерного моделювання в середовищі CST Microwave Studio та експериментальних досліджень було обрано РКР із розрізом $g = 1$ мм (Таке значення відповідає розмірам біполярного транзистора BFS17A в корпусі SOT-23) і значенням довжини перекриття внутрішніх прямих металевих доріжок $n = 13$ мм (вибрано з метою продемонструвати найбільшу різницю між характеристиками РКР при перемиканні станів біполярного транзистора, що функціонує у ключовому режимі).

Експериментальний макет цієї структури наведено на рис. 2.8(а). Результати комп'ютерного моделювання (рис. 2.8(б)) виявили два чіткі стани, що фіксуються магнітною рамковою антеною, відповідно до моделі на рис. 2.1(б). Ці стани відповідають резонансним частотам 2,25 ГГц та 2,65 ГГц для увімкненого та вимкненого станів транзисторного ключа відповідно. Вони еквівалентні двом випадкам налаштування РКР: 1. $g = 0$ мм та $n = 0$ мм – умовно навмисно замкнений провідник (увімкнений ключ); 2. $g = 1$ мм та $n = 13$ мм з урахуванням внутрішньої ємності біполярного транзистора (вимкнений ключ). Щоб у режимі увімкненого транзисторного ключа не виникало короткого замикання, у верхній частині РКР передбачено додатковий проміжок шириною 0,5 мм (рис. 2.8(а)). Завдяки цьому, коли транзистор увімкнено, у розрахунку враховується лише ємність додаткового проміжку а коли транзистор вимкнений, РКР має дві паралельно під'єднані ємності: ємність додаткового проміжку, та ємність, що виникає між

внутрішніми прямими металевими доріжками. Саме через це резонансна частота в увімкненому стані є меншою, ніж у вимкненому.

Експериментальні результати (рис. 2.8(в)) повністю підтверджують результати комп'ютерного моделювання, хоча і спостерігається незначне зміщення вздовж осі частот (до 2,15 ГГц та 2,45 ГГц). Такі відхилення цілком нормальні для подібних структур і зумовлені втратами в діелектричній підкладці та неточностями еквівалентної схеми біполярного транзистора.

Аналогічні дослідження (як моделювання, так і експерименти) проведено і для РКР із гребінчастим мікросмужковим заповненням (при $g = 1$ мм та $n = 13$ мм). Експериментальний макет з вмонтованим транзистором та відповідні результати наведено на рис 2.8(г)-(д). Крім того, дослідження виконано і для $g = 2$ мм та $n = 13$ мм, які наведено на рис. 2.8(е)-(ж).

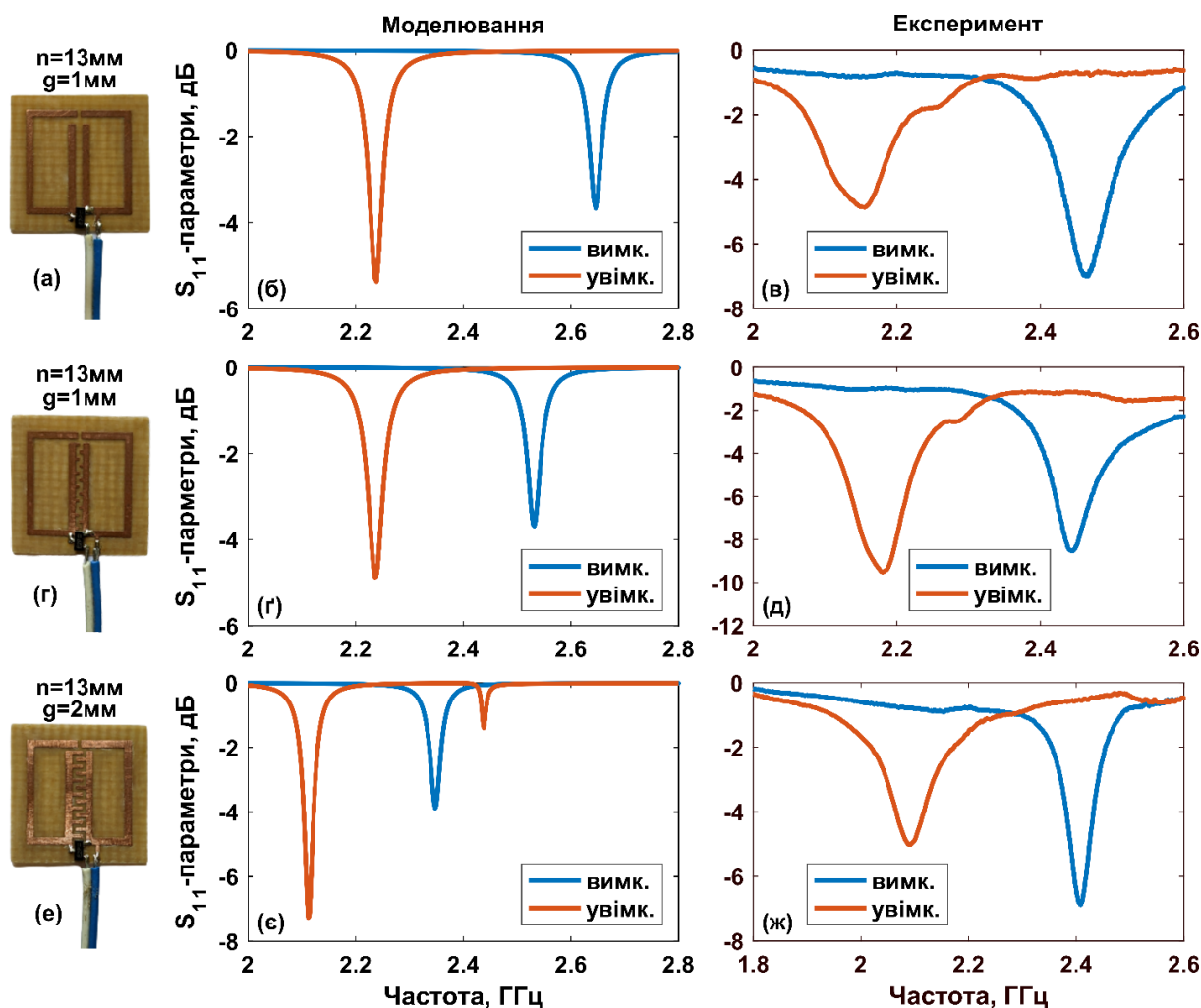


Рис. 2.8. Експериментальне дослідження РКР з біполярним транзистором при $g = 1 \text{ мм}$ та $n = 13 \text{ мм}$: (а) експериментальний макет; (б) результати комп'ютерного моделювання; (в) експериментальні дослідження спектру S_{11} -параметрів. РКР із гребінчастим мікросмужковим заповненням для $g = 1 \text{ мм}$ та $n = 13 \text{ мм}$: (г)-(д), а також $g = 2 \text{ мм}$ та $n = 13 \text{ мм}$: (е)-(ж).

2.2.2. Дослідження ЕПР

Спектри ЕПР, отримані шляхом комп'ютерного моделювання процесу віддаленого детектування резонансних характеристик РКР із вмонтованими у їх розріз біполярними транзисторами, наведено на рис. 2.9. Для прикладу взято два типи РКР: із розрізом $g = 1 \text{ мм}$ та довжиною перекриття внутрішніх прямих металевих доріжок $n = 13 \text{ мм}$ (рис. 2.9(а)) та із гребінчастим мікросмужковим заповненням при $g = 1 \text{ мм}$ та $n = 13 \text{ мм}$ (рис. 2.9(б)). Результати демонструють дві резонансні складові, що відповідають

вимкненому та ввімкненому станам біполярного транзистора, як і у випадку детектування з використанням магнітної проби.

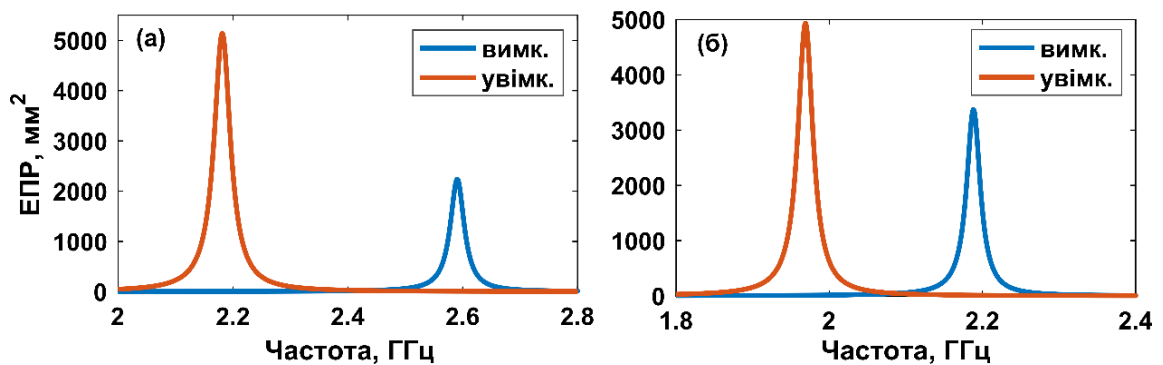


Рис. 2.9. Змодельовані спектри ЕПР для РКР з параметрами $g = 1$ мм та $n = 13$ мм: (а) для прямих внутрішніх паралельних доріжок; (б) для гребінчастого мікросмужкового заповнення.

На основі проведених досліджень РКР із контрольованими в часі ЕМ-характеристиками підтверджено можливість перемикання між двома резонансними станами. Це перемикання помітне як у зоні сильної близькопольової взаємодії, так і під час віддаленого детектування, що далі використано в дисертаційній роботі для побудови адаптивних смугових фільтрів. Крім того, подібний підхід може застосовуватися для генерування, детектування та ідентифікації мікро-Доплера, що було неодноразово показано в ряді робіт [36, 38].

2.3. Адаптивний смуговий фільтр мікрохвильового діапазону частот

Розвиток безпроводних технологій, який розпочався з переходу від четвертого покоління (4G) до п'ятого (5G), а в перспективі – до шостого (6G), став причиною підвищення вимог до швидкості передавання даних [67]. Для забезпечення цих вимог виконується перехід до використання вищих частотних діапазонів, що дозволяє суттєво збільшити пропускну здатність каналів зв'язку. У зв'язку з цим спостерігається зростання кількості пристроїв, які забезпечують фільтрацію сигналів. Серед таких пристроїв особливу роль

відіграють смугові фільтри [68], завданням яких є виділення сигналів у заданих частотних діапазонах.

Одним із найважливіших завдань смугових фільтрів є усунення позасмугових завад і шумів з метою забезпечити заданий рівень співвідношення сигнал/шум та запобігти виникненню небажаних ефектів, наприклад, таких як зворотний зв'язок. Таким чином, смугові фільтри виконують критичну функцію в радіочастотних приймально-передавальних трактах.

Розроблення компактних і недорогих смугових фільтрів є одним із ключових завдань сучасної інженерії. Це завдання ускладнюється необхідністю ефективного використання обмежених спектральних ресурсів і забезпечення сумісності з дедалі складнішими протоколами зв'язку. Збільшення кількості частотних діапазонів, які повинні підтримувати мобільні пристрої та інші системи зв'язку, також ускладнює задачі проектування, адже для кожного діапазону потрібен окремий фільтр. Це призводить до значного збільшення кількості фільтрів у каскадах приймально-передавальних трактів [69].

Сучасні методи проектування смугових фільтрів пройшли значну еволюцію: від класичних схем, що базуються на пасивних елементах, до сучасних мікросмужкових конструкцій. Останні використовують резонансні мікросмужкові елементи (МЕ), які зазвичай виконані у вигляді геометричних структур на друкованих платах [70]. Такі елементи є індуктивно-ємнісними контурами, які формують лінії передачі сигналу. Застосування мікросмужкових технологій дозволяє значно зменшити розміри фільтрів, спростити їх виготовлення та знизити загальну вартість.

Існує значна кількість різних типів смугових фільтрів, які виконуються у вигляді мікросмужкової лінії передавання. Такі фільтри, як правило, складаються з масиву МЕ, які розташовані на друкованих платах. У наукових роботах запропоновано різні конфігурації МЕ для створення смугових

фільтрів, серед яких: кінцево-зчеплені, паралельно-зчеплені, шпилькові, гребінчасті конструкції та інші [71].

Паралельно-зчеплені мікросмужкові фільтри є одними з найпоширеніших завдяки простій конструкції та відносно широкій смузі пропускання. Ці фільтри демонструють високу ефективність у багатьох практичних застосуваннях завдяки зручності їхньої інтеграції в радіочастотні схеми. У низці робіт, зокрема [72], було розроблено широкосмугові смугові фільтри з шириною смуги пропускання до 60% навколо центральної частоти робочої смуги частот фільтра. Подібні конструкції виявилися перспективними для роботи в умовах, де важлива значна пропускна здатність.

На основі нових конфігурацій, запропонованих у [73], смугові фільтри змогли досягти ще більшого розширення смуги пропускання – до 80%, зберігаючи низький рівень позасмугового згасання. Це стало можливим завдяки застосуванню інноваційних підходів до проєктування мікросмужкових елементів і вдосконалення їхньої геометрії. Крім того, було представлено новий метод, який базується на використанні низькотемпературної кераміки. Такий підхід дозволяє створювати надзвичайно компактні фільтри, що відповідають вимогам сучасних безпроводних систем зв'язку, де критично важливими є розміри компонентів.

Для багатьох завдань у системах зв'язку необхідно забезпечити високу селективність фільтра, особливо на одному з країв смуги пропускання. Для вирішення таких завдань використовуються фільтри з асиметричною амплітудно-частотною характеристикою (АЧХ). На відміну від симетричних конструкцій, асиметричні фільтри дозволяють покращити АЧХ, а також зменшити кількість необхідних мікросмужкових елементів у складі фільтра. Це є важливою перевагою, оскільки зменшення кількості елементів спрощує конструкцію, знижує втрати та покращує показники ефективності.

Однак для переважної більшості існуючих смугових фільтрів їхні характеристики визначаються на етапі проєктування й залишаються незмінними в процесі експлуатації. Це обмежує їхню здатність адаптуватися

до зміни характеристик сигналу або середовища у реальному часі. Тому можливість динамічного налаштування характеристик фільтра, зокрема зміни центральної частоти або ширини смуги пропускання, є надзвичайно перспективним напрямом досліджень.

У мікрохвильовому діапазоні частот однією з найефективніших технологій для створення адаптивних фільтрів є використання варакторних діодів. Такі діоди забезпечують можливість керування центральною частотою фільтра за рахунок зміни ємності, яка контролюється напругою зсуву. Вбудований у конструкцію фільтра варакторний діод дозволяє змінювати імпеданс контуру в реальному часі, що відкриває можливості для гнучкого налаштування частотних характеристик відповідно до вимог конкретного застосування. Завдяки цьому фільтри, що використовують такі технології, належать до класу адаптивних.

Далі у роботі запропоновано та досліджено метод побудови компактного адаптивного смугового фільтра на базі мікросмужкових технологій, який забезпечує зміну смуги пропускання в межах вузького частотного діапазону.

2.3.1. Смуговий фільтр із заданими частотними характеристиками на основі РКР

Для дослідження було обрано модель смугового фільтра, побудовану на базі кільцевих резонаторів [74]. Конструкція моделі фільтра реалізована на діелектричній підкладці типу FR-4 з двостороннім мідним покриттям з відносною діелектричною проникністю $\varepsilon = 4,3$ і тангенсом кута втрат $tg(\delta) = 0,02$ (рис. 2.10). Підкладка має товщину 1 мм, товщина шару мідного покриття складає 35 мкм. Верхній шар підкладки (рис. 2.10(а)), отриманий за допомогою методу хімічного травлення, містить три кільцеві резонатори.

Геометричні параметри цих елементів такі: $m = 13,16$ мм, $n = 13,16$ мм, $p_1 = 9,37$ мм, $p_2 = 9,87$ мм, $k = 1$ мм, $h = 0,257$ мм і $e = 0,5$ мм. Основні характеристики фільтра, зокрема резонансна частота та ширина смуги пропускання, визначаються цими розмірами.

Смуга пропускання та форма частотної характеристики залежать від кількості резонаторів і відстані між ними (h). Кожне кільце працює як еквівалентний LC-контур, який має певну резонансну частоту, що визначається його індуктивністю та ємністю. Інша сторона підкладки повністю вкрита мідним шаром (рис. 2.10(б)), який виконує роль заземлення. У цілому конструкція фільтра являє собою лінію передачі, що забезпечує необхідні електричні параметри.

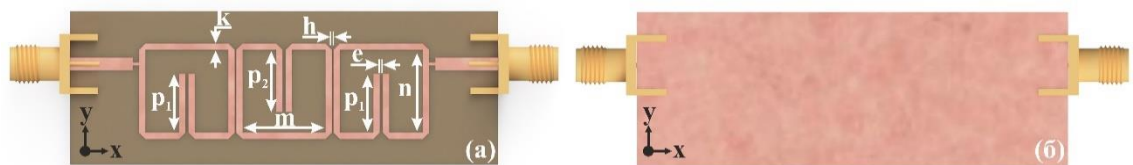


Рис. 2.10. Конструкція розробленого смугового фільтра на основі кільцевих резонаторів: вид переднього (а) та заднього (б) шарів плати [75-76].

Для аналізу амплітудно-частотних характеристик (АЧХ) розроблену модель фільтра було проаналізовано в середовищі комп'ютерного моделювання CST Microwave Studio. Модель фільтра було під'єднано до вхідного та вихідного портів живлення хвильоводу, що є стандартною методикою для дослідження ліній передачі сигналу в даному середовищі моделювання. Оцінювання проводилося на основі аналізу матриці S-параметрів, яка має розмірність 2×2 та складається з елементів, кожен з яких являє собою функцію частоти:

$$S = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{21} \\ S_{12} & S_{22} \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

Коефіцієнти 1 та 2 відповідають номерам портів, які використовуються для передачі та приймання сигналу. Елементи матриці мають такий зміст:

1. Коефіцієнт S_{11} описує частку енергії, відбитої від порту 1, відносно енергії, переданої через цей самий порт;
2. S_{21} визначає частку енергії, що була прийнята портом 2, у відношенні до енергії, переданої через порт 1;
3. Коефіцієнт S_{12} описує частку енергії, прийнятої портом 1, у відношенні до

енергії, переданої через порт 2; 4. S_{22} відображає частку енергії, відбитої від порту 2, відносно енергії, переданої через цей порт.

Результати комп'ютерного моделювання спектрів коефіцієнтів S_{11} та S_{21} -параметрів, зображені на рис. 2.11(а) та 2.11(б) (синя крива) відповідно, демонструють, що центральна частота фільтра становить 1.1 ГГц, а ширина смуги пропускання – близько 130 МГц при рівні частоти зрізу 0.707 [75-76].

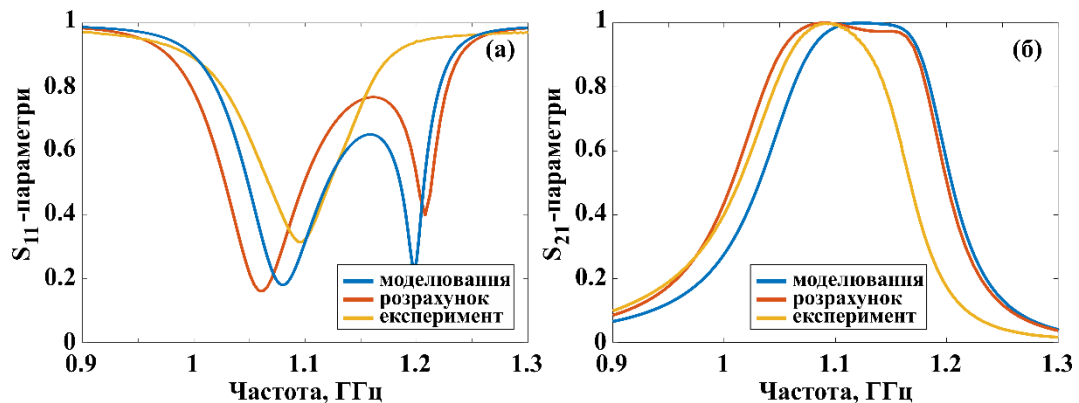


Рис. 2.11. Спектри S-параметрів смугового фільтра на основі РКР: S_{11} (а) та S_{21} (б).

Теоретичні розрахунки були виконані на основі аналітичного аналізу, проведеного у роботі [77]. За еквівалентну ємність моделі приймалася ємність між двома паралельними мікросмушковими лініями. Еквівалентна індуктивність розподілена вздовж усієї довжини мікросмужки. Як зазначено вище, кожен кільцевий резонатор можна вважати LC-контуром. Тому резонансну частоту можна знайти за формулою Томсона (2.4) для відомих еквівалентної ємності та індуктивності. Слід зазначити, що ця формула є спрощеною моделлю, яка використовується для наближеної оцінки резонансної частоти. Значення індуктивності та ємності кожного кільцевого резонатора розраховуються за формулою Роса (2.1) [74].

Крива, що відповідає спектру коефіцієнта S_{21} на рисунку 2.11 (червона крива), була розрахована на основі аналітичної моделі фільтра Чебишова першого роду третього порядку. Вибрана модель забезпечує швидке падіння

амплітуди поза межами робочої смуги пропускання, проте характеризується невеликими коливаннями АЧХ у середині смуги пропускання. Вибір фільтра саме третього порядку зумовлений тим, що нерівномірність АЧХ у робочій смузі не перевищує 0,5 дБ.

В аналітичному аналізі враховано ключові параметри: центральну частоту 1.1 ГГц і ширину смуги пропускання 160 МГц. Отримані результати в цілому збігаються з моделюванням, зокрема у значеннях центральної частоти та основних характеристик смуги пропускання. Однак ширина робочої смуги, отримана при моделюванні (130 МГц), виявилася меншою за аналітично розраховане (160 МГц). Ця різниця пов'язана з тим, що аналітична модель не враховує певні фактори, такі як температурні ефекти або не ідеальність матеріалів підкладки.

На основі проведених розрахунків було виготовлено експериментальний зразок смугового фільтра, який наведено на рисунку 2.12. Конструкція фільтра реалізована методом хімічного травлення мідного шару на друкованій платі типу FR-4 ($\epsilon = 4,3$ і $tg(\delta) = 0,02$). Зворотний бік плати залишався повністю вкритим міддю.

При вимірюваннях до вхідного та вихідного портів фільтра були підключені SMA роз'єми з характеристичним опором 50 Ом, які забезпечили узгодження з вимірювальним обладнанням. Імпеданс витравлених доріжок розрахований для узгодження з параметрами SMA роз'ємів.



Рис. 2.12. Експериментальна модель смугового фільтра на основі трьох кільцевих резонаторів, з'єднаних каскадно.

Вимірювання коефіцієнтів S_{11} та S_{21} -параметрів проведено за допомогою двоканального векторного мережевого аналізатора (VNA) моделі PNA-L

N5232B. З результату видно (жовта крива на рис. 2.11), що експеримент добре узгоджується з теоретичними розрахунками та моделюванням. Водночас ширина смуги пропускання, отримана експериментально (80 МГц), виявилася меншою, ніж при моделюванні (130 МГц). Цю різницю можна пояснити втратами в матеріалі підкладки. Оскільки діелектрична проникність FR-4 може мати похибку $\pm 5\text{--}10\%$, крім того, пайка під час виготовлення макету, також може впливати на узгодження імпедансів і характеристик фільтра.

Досліджуваний фільтр орієнтований на передачу високочастотних сигналів. Тому для візуалізації його роботи проаналізовано розподіл ЕМ-поля на поверхні конструкції (рис. 2.13). Оскільки через фільтр протікає високочастотний електричний струм, для аналізу було обрано електричну складову ЕМ-поля у площині реактивної близькопольової зони, яка збігається з площиною кільцевих резонаторів [78].

Результати моделювання CST Microwave Studio наведені на рис. 2.13. З аналізу розподілу електричного поля видно, що на частотах 0,8 ГГц, 0,9 ГГц та 1,3 ГГц максимальні значення напруженості поля (відмічені червоним кольором) зосереджені в області двох перших резонаторів, але не досягають третього кільця і, відповідно, вихідного порту. Тому передавання сигналу через фільтр є неможливою (рис. 2.13(а)-(б), (д)), у той же час на частотах 1 ГГц, 1,1 ГГц та 1,2 ГГц (рис. 2.13(в)-(г)) червоним кольором позначені всі три кільцеві резонатори, що свідчить про їхнє перебування у стані резонансу. Це забезпечує пропускання сигналу через фільтр і його передавання до вихідного порту.

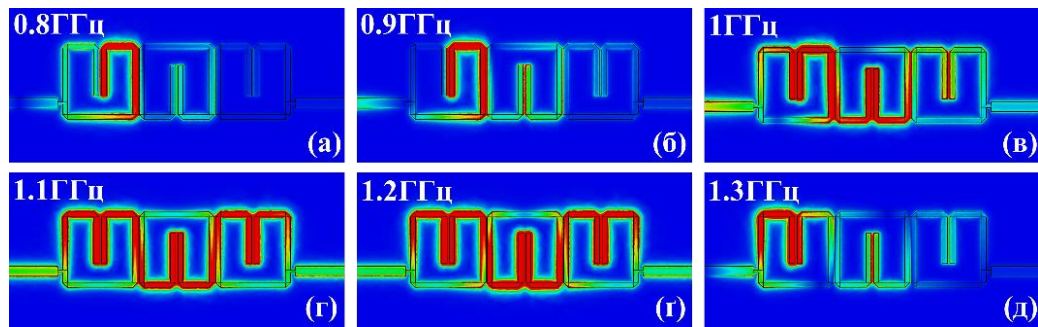


Рис. 2.13. Розподіл електричної складової ЕМ-поля в площині реактивної близькопольової зони на частотах: (а) – 0,8 ГГц, (б) – 0,9 ГГц, (в) – 1 ГГц, (г) – 1,1 ГГц, (г) – 1,2 ГГц, (д) – 1,3 ГГц.

Керування частотою або шириною смуги пропускання необхідно для багатосмугових і адаптивних систем зв'язку. Це уможливорює динамічну зміну частотних діапазонів, тобто адаптуванню характеристик фільтра до параметрів вхідного сигналу. Як зазначалося раніше, частотна характеристика смугового фільтра значною мірою визначається геометричними і конструктивними параметрами кільцевих резонаторів. Тому для досягнення конкретного значення центральної частоти важливо залишити постійними такі параметри, m , n , p_1 , p_2 і e . Водночас параметр h , що відповідає відстані між резонаторами, може бути змінним, що дозволяє регулювати ширину робочої смуги частот (рис. 2.14(а)). Під час дослідження для демонстрації цього ефекту були обрані значення $h = [0,37, 0,51, 0,66, 0,81, 0,96]$ мм. Результати аналізу параметра S_{21} , наведено на рисунку 2.14(б). Як видно з графіка, збільшення відстані між кільцевими резонаторами призводить до звуження робочої смуги частот, з майже 250 МГц до ~ 60 МГц на рівні коефіцієнта 0,707. Це явище пояснюється зменшенням ємності між сусідніми резонаторами внаслідок збільшення відстані між мікросмужками, що призводить до підвищення добротності окремих РКР. При цьому коефіцієнт магнітної взаємодії залишається незмінним, оскільки резонатори продовжують перебувати в зоні сильної близькопольової взаємодії. Відстань між кільцями залишається значно меншою за довжину хвилі, що забезпечує стабільність магнітної індукції [75].

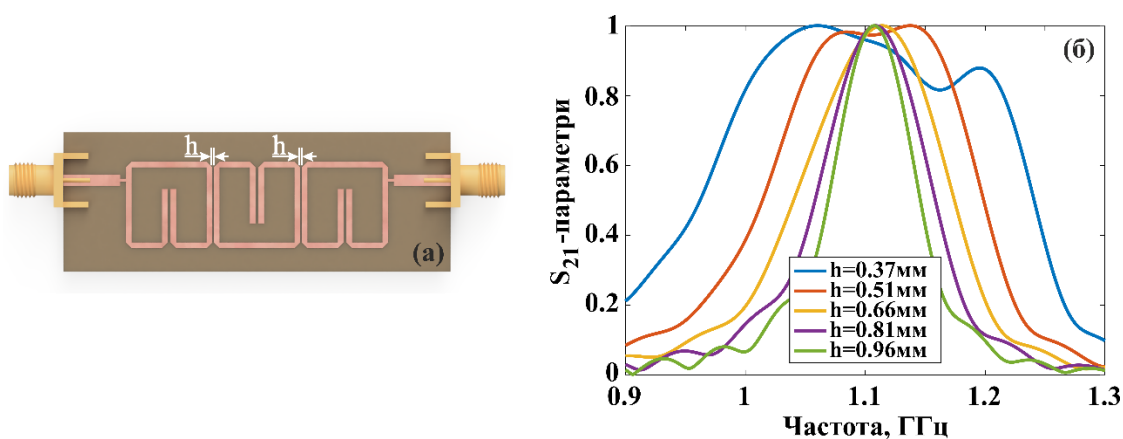


Рис. 2.14. Модель фільтра для регулювання ширини смуги пропускання (а) та залежності S_{21} -параметрів для різних значень h (б).

2.3.2. Адаптивний смуговий фільтр із динамічним налаштуванням частотних характеристик

Досліджений метод регулювання параметрів фільтра за рахунок зміни відстані між кільцевими резонаторами не дає змоги змінювати смугу пропускання в реальному часі. Одним із перспективних підходів до вирішення цього завдання є використання варакторних діодів. Цей метод дозволяє динамічно змінювати імпеданс кільцевого резонатора і, відповідно, його резонансні характеристики шляхом регулювання напруги зсуву на варактор.

Для перевірки запропонованої концепції проведено модифікацію експериментального макету фільтра: у центральному кільці резонатора створено додатковий розріз, у який інтегровано варакторний діод типу BB135 [79] (рис. 2.15(а)). Напруга зсуву змінювалася в діапазоні від 1 до 7 В із кроком 1 В, що відповідало зміні ємності варактора від 16 пФ до 6 пФ.

Послідовне підключення варакторного діода до вже наявного ємнісного елементу резонатора, сформованого двома паралельними мікросмужками, призводить до зменшення загальної ємності кільцевого резонатора та до підвищення його добротності. Це видно на графіках залежності S_{21} -параметрів, наведених на рисунку 2.15(б). Зі збільшенням напруги зсуву ємність варакторного діода зменшується, що призводить до розширення смуги

пропускання. При зміні напруги зсуву з 1 В до 7 В смуга пропускання зростає від 110 МГц до 180 МГц [75].

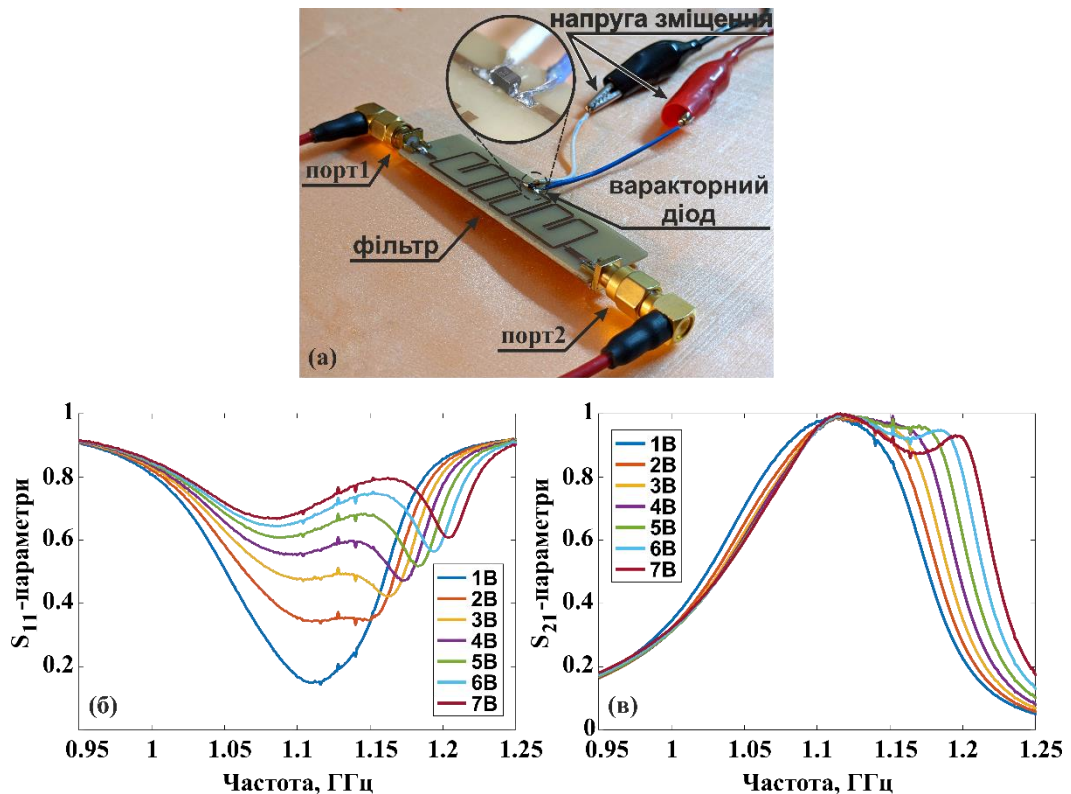


Рис. 2.15. Модифікована експериментальна модель смугового фільтра з інтегрованим варакторним діодом для різних значень напруги зсуву: досліджений макет (а) та залежності коефіцієнтів S_{11} (б) і S_{21} -параметрів (в)

2.4. Розроблення сенсорного пристрою на основі модифікації лінії передавання та сильної близькопольової взаємодії із РКР.

Як альтернативна реалізація стандартних механічних пристроїв, що використовуються у всьому світі, сенсорні клавіатури постійно привертають увагу завдяки ряду переваг [80-81]. Серед численних, хоча і суб'єктивних, для кінцевого споживача переваг варто відзначити адаптивність, простоту в обслуговуванні, потенційно тривалий термін служби та вищий рівень інтеграції в електронні схеми. У цій сфері особлива увага приділяється розробленню технології сенсорних екранів, що дозволяє поєднувати контекст, представлений на екрані, з діями користувача. Основні дослідження наразі зосереджені на розробці ємнісних і (менш поширених) резистивних архітектур

[82-84]. У випадку ємнісного методу вимірювання базується на моніторингу ЕМ-властивостей об'єктів, які торкаються до екрану, наприклад, пальця. Ємнісні екрани мають шар електродів, який створює електростатичне поле [85-86]. Коли палець торкається екрана, сильне ближнє поле в цій точці спотворюється, що фіксується датчиками. Сучасні технології передбачають інтеграцію програмного забезпечення, тобто відстеження положення пальця на екрані та інтерпретацію певного руху як команди активації [87-89].

На відміну від ємнісних чи резистивних технологій побудови сенсорних пристроїв пропонується рішення, основане на використанні чутливості резонансних властивостей РКР [59-64] до розміщених у близькому полі об'єктів. Резонансна частота зміщується або послаблюється, коли поблизу знаходиться діелектричний об'єкт (наприклад, палець) [90-93]. З іншого боку, ЕМ-поле концентрується навколо резонатора, що робить його менш чутливим до об'єктів, розташованих на відстані. Такий оптимальний радіус дії робить РКР хорошим претендентом для реалізації безконтактного ключа, який реагує на палець, що знаходиться в зоні сильної близько-польової взаємодії із РКР, і залишається нечутливим до пальця, що знаходиться біля РКР, розташованого поруч. Отримані вище результати для ЕМ-характеристик РКР різних конфігурацій є основою реалізації незалежних РКР у сенсорному пристрої. Для детектування резонансних характеристик РКР використано метод спектрального розділення.

Подібна концепція була описана нещодавно у роботах [94-95], проте принцип зміни імпедансу антени за допомогою діелектричних об'єктів, таких як руки, має набагато довшу історію. Теремін, створений Леоном Тереміном у 1920 році, відомий тим, що дозволяє безконтактно створювати музику за допомогою рухів рук [96]. Музикант підносить руки до двох антен, одна з яких контролює висоту тону, а інша – гучність. Руки змінюють просторові характеристики ЕМ-поля, викликаючи зміни імпедансу, які потім за допомогою аналогових технологій перетворюються на музику. Концепція, застосована у цій роботі, є досить схожою та використовує той самий ефект

для спрацьовування клавіш одночасно або послідовно, проте здійснено перехід від аналогової до цифрової системи [97-98].

2.4.1. Модифікація лінії передавання на основі сильної близькопольової взаємодії із РКР

РКР змінюють свої ЕМ-відгуки при введенні об'єктів в зону близькопольової взаємодії, що особливо помітно в стані резонансу [93, 99-100]. В даному дослідженні вибрано РКР з параметрами, вказаними на рис. 2.3(а). На відміну від традиційного дослідження у вільному просторі, у цій реалізації РКР розміщується на лінії передавання, тим самим змінюючи коефіцієнт передавання (параметр S_{21} , якщо два порти векторного мережевого аналізатора підключені до входу і виходу лінії). На рис. 2.16(а) та (б) схематично зображено типовий макет такої схеми з передньої та задньої сторони. На рис. 2.16(в) показано 14 видів РКР, що використано в даному дослідженні. У цих РКР змінюється параметр n (від 1 мм до 13 мм з кроком 1 мм та додатково 13,5 мм як максимальний розмір для даної конфігурації РКР). Комп'ютерне моделювання було виконано у CST Microwave Studio. Експериментальне дослідження проведено шляхом під'єднання двох 50-омних SMA роз'ємів, що припаяні до лінії передавання, до двох портів мережевого векторного аналізатора N5232B PNA-L (300 кГц - 20 ГГц), що дозволило отримати спектри коефіцієнтів проходження. Розподіли S_{21} -параметрів, що наведено на рис. 2.16(г) та (д), демонструють зміну резонансної частоти при послідовному встановленні всіх РКР. Із розподілів видно, що діапазон робочих частот складає 1-1,7 ГГц та відрізняється від діапазону частот, отриманого для цих же РКР на рис. 2.3. Це пояснюється тим, що в даному випадку кожен РКР розміщувався над металевією лінією передавання, що створює додаткову ємність між ними та призводить до зміщення резонансних частот вліво по частотній осі (в область нижчих частот).

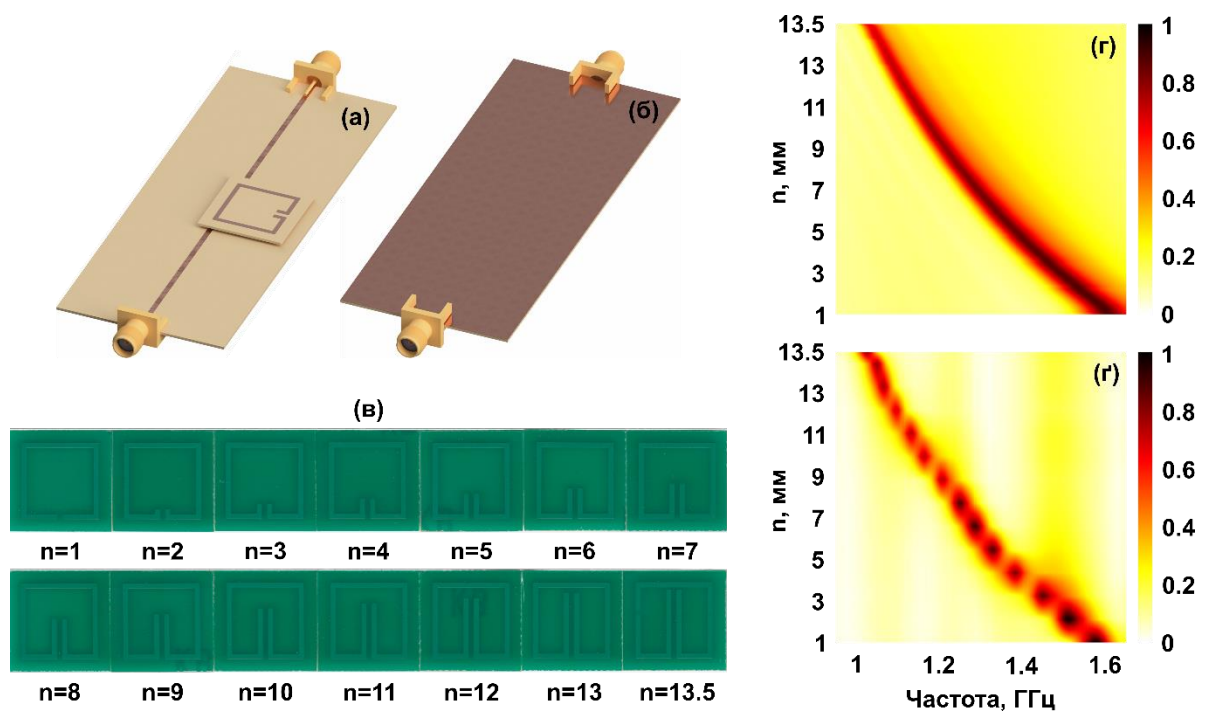


Рис. 2.16. Експериментальне дослідження мікросмужкової лінії передавання модифікованої РКР: (а) – Вигляд дослідного зразка спереду; (б) – ззаду; (в) – зображення експериментальних зразків з позначенням параметру налаштування n ; (г), (г) – розподіли S_{21} -параметрів як функції частоти і параметра налаштування n , отриманих шляхом моделювання та експериментального аналізу відповідно [66].

2.4.2. Оптимізація пристрою каскадним комбінуванням РКР із різними частотними характеристиками

Варто зазначити, що використання РКР з резонансами, що не перекриваються, полегшує реалізацію протоколу спектрального розділення. Цей протокол дозволяє одночасно відстежувати збурення, такі як дотик пальця, на декількох елементах, розташованих на одній лінії. При цьому один і той самий вихід може одночасно контролювати кілька резонансних станів РКР.

Наступний експеримент проведений для демонстрації працездатності описаного підходу. Лінію передавання підключено до мережевого аналізатора. Через пристрій передавалися квазімонохроматичні сигнали (окремі тони). Частота змінювалася в межах усього робочого діапазону пристрою. Для

запобігання зворотним відображенням другий порт лінії був навантажений на 50 Ом. Нерезонансна магнітна рамкова антена розташовувалась на сканері (вимірювальна система Midas Orbit Ltd) і переміщувалась на 5 мм над зразком для отримання даних у ближньому полі. Було обрано три різні РКР (резонансні частоти 1,35 ГГц, 1,45 ГГц і 1,55 ГГц) із набору досліджуваних РКР (рис.2.3(а)) та розміщено на мікросмужковій лінії, утворюючи так звані РКР-ключі. На рис. 2.17(а) і (б) наведено вигляд експериментальної установки. У такій конфігурації складно розташувати пальці під пристроєм. Для експерименту невеликі шматочки кактуса (*Opuntia ficus-indica*) розміром приблизно 1 см³ і з високим вмістом води, подібним до людського пальця, було спеціально розміщено на РКР в різних комбінаціях. Сканування ближнього поля виконано для перевірки чи активуються РКР-ключі при наявності шматочка кактуса. Магнітну пробу встановлено на механічному сканері, який переміщувався з кроком 1 мм. Діаметр магнітної проби можна порівняти з розміром РКР, тому у процесі вимірювання знімалось усереднене поле (потік через площу скануючого кільця). Оскільки проводилось двовимірне сканування вздовж лінії передавання, то другий порт мережевого аналізатора був підключений до магнітної проби і, таким чином, вимірювалися S_{21} -параметри. Результати вимірювань для всіх можливих комбінацій демонструють усереднений по діапазону частот від 1 ГГц до 2 ГГц та нормований на максимальне значення розподіл S_{21} -параметрів (рис. 2.17(в)-(з)). На рисунках '0' та '1' відповідають неактивованому та активованому РКР. На рисунку можна чітко розрізнити максимуми спектрів S_{21} -параметрів, що точно відповідають позиціям активованих РКР-ключів.

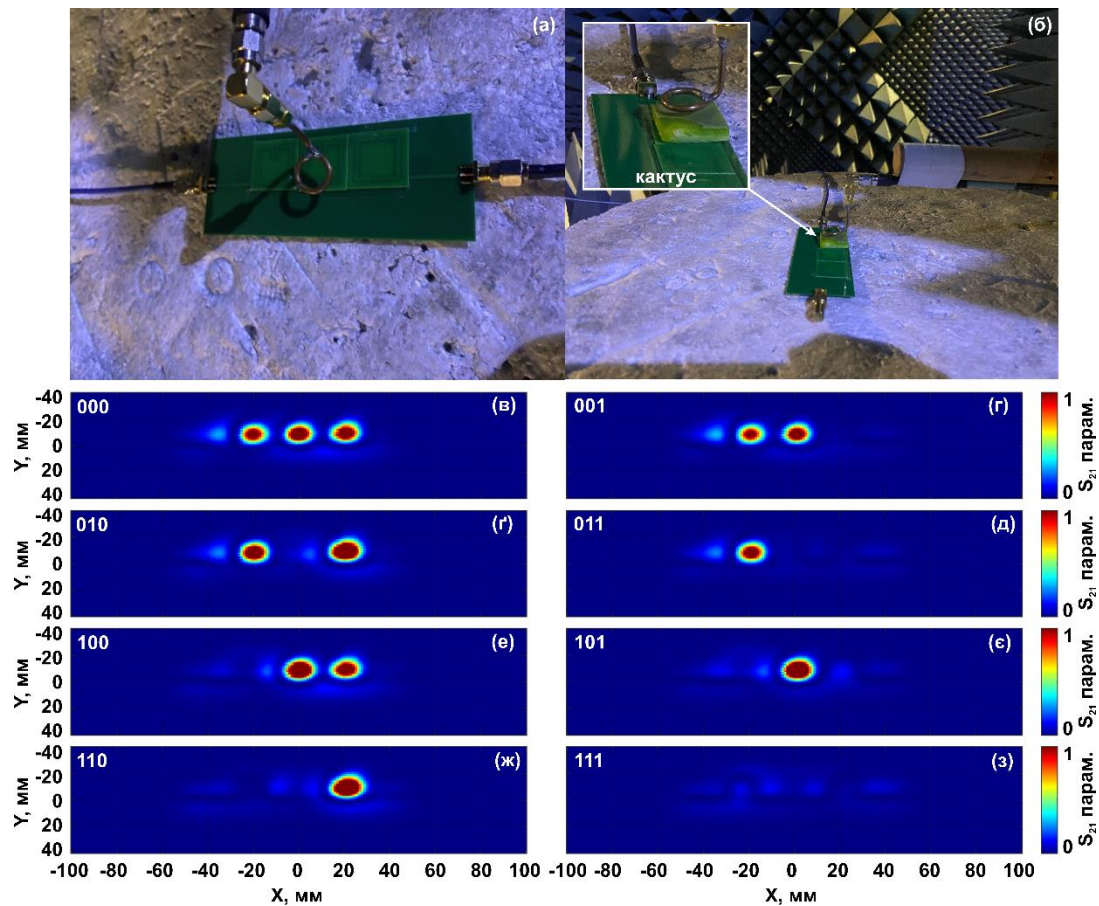


Рис. 2.17. Активація РКР-ключів невеликими шматочками кактуса: (а), (б) вигляд експериментальної установки, з магнітною пробою на рухомому; (в)-(з) розподіли усередненого по діапазону частот від 1 ГГц до 2 ГГц та нормованого на максимальне значення розподілу S_{21} -параметрів [66].

Наступним етапом досліджень була перевірена можливість використання модернізованої РКР лінії передавання як сенсорної панелі. Для панелі з трьох РКР кількість комбінацій дорівнює $8 (2^k)$. Результати наведено на рис. 2.18. . Позначення: '0' - неактивний РКР-ключ, '1' - палець розміщений на активованому РКР-ключі. Наприклад, коли комбінація відповідає випадку [0,0,0 коли всі РКР є ненависнутими. В експерименті два порти каліброваного VNA підключено до лінії передавання і виміряно передавальну функцію. У комп'ютерному моделюванні (рис. 2.18. (а)-(б)) для емуляції використовувався 1 см^3 води з $\epsilon_r = 80$ у формі куба. Моделювання проведено у програмному середовищі CST Microwave Studio, Frequency Solver.

Експериментальні дані (рис. 2.18. (в)-(г)) добре узгоджуються з розрахунками. S_{21} -параметри чітко вирізняються для всіх 8 комбінацій. Моніторинг передавання сигналу 0 дБм через SMA-порт на 3 характерних частотах, де РКР мають резонанси, продемонстрував можливість надійного виділення інформації. До того ж різниця у передачі в ~ 10 дБ між активованим і неактивованим станами дозволяє зменшення вимог до калібрування мережі живлення за умови її узгодженості за імпедансом з лінією передавання.

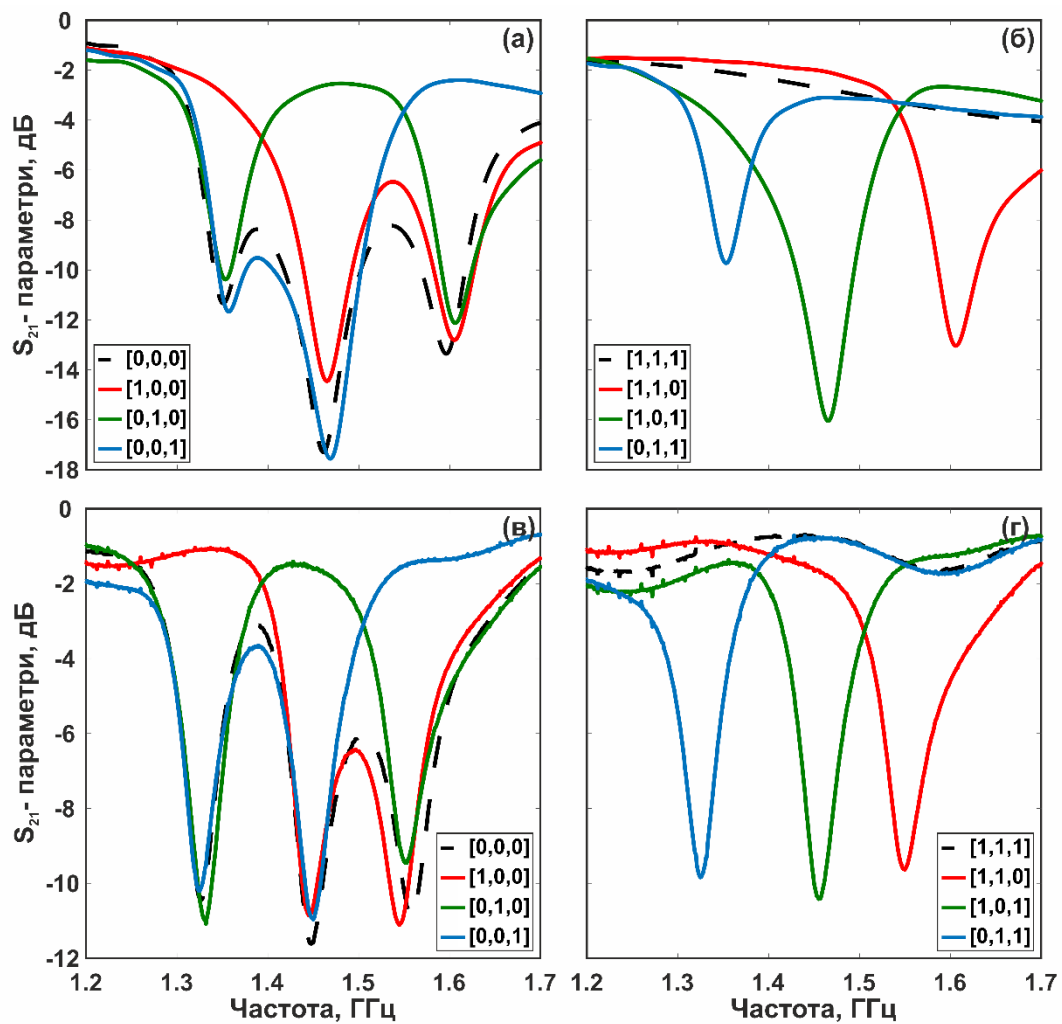


Рис. 2.18. Передавання по мікросмужковій лінії ($|S_{21}|$) в дБ для декількох комбінацій активації: (а) '0' – без пальця, '1' – з дотиком пальця; (б) Комп'ютерне моделювання; (в), (г) - експериментальні результати.

2.4.3. Розроблення автономного пристрою для тестування лінії передавання та моніторингу активації ключів.

Всі дослідження в попередніх розділах були виконані за допомогою дороговартісного вимірювального обладнання – мережевого аналізатора вартістю від 30 тис (Keysight P9374A 300 кГц – 20 ГГц) до 200 тис (N5232B PNA-L 300 кГц – 20 ГГц) доларів. Однак для практичних демонстрацій доцільно мати автономний недорогий пристрій.

Запропонована далі електрона схема недорого у виготовленні, але здатна зчитувати дані з достатньою точністю для якісної візуалізації та обробки сигналів. На рис. 2.19(а) показано схему, яка включає (i) генератор керований напругою (ГКН) ADF4351 для генерування сітки частот, що відповідають резонансам кілець; (ii) вимірювач потужності (ВП) AD8313, що працює в діапазоні частот від 0,1 ГГц до 2,5 ГГц (фактично використовується діапазон від 1 ГГц до 1,7 ГГц); (iii) мікроконтролер (МК) ATmega328P, що входить до складу плати розробки Arduino nano. МК підключений до ГКН через перетворювач логічних рівнів. Використаний послідовний периферійний інтерфейс (SPI) дозволяє швидко відстежувати та регулювати частоти ГКН. Загальна вартість обладнання становить близько 1500 гривень [66].

Система працює наступним чином: на початковому етапі проводиться вимірювання всіх РКР-ключів і аналізується передача через мікросмужкову лінію передачі. Цей етап нагадує вимірювання за допомогою повноцінного мережевого аналізатора. На рис. 2.19(б) показано S_{21} -параметри, коли на мікросмужці розміщено 3 РКР. На графіку чітко видно 3 провали в спектрі. Після виконання цього кроку центральні частоти, що відповідають спектральним характеристикам, зберігаються в пам'яті. Моніторинг виконується на дискретному наборі частот. Такий підхід дозволяє швидко збирати необхідні дані без необхідності проведення зайвих вимірювань. Наступним кроком є оцінка порогу в аналоговому сигналі для квантування рівнів '0' та '1'. На рис. 2.19(в), (г) і (е) показано часові ряди подій активації для трьох репрезентативних ключів. Вимірювання виконується в інтервалах по

500 мс (може бути змінено за потреби), і записується усереднена потужність. Для прикладу на рис. 2.19(в) показано послідовність, де РКР-ключ активований 3 рази. Через шум і відсутність синхронізації (це, дійсно, має місце при випадковій активації клавіш на практиці), рівні потужності можуть варіюватися між мінімальним і максимальним значенням. Отже, необхідно встановити поріг спрацювання. Рис. 2.19(г) ілюструє застосування порогу спрацювання. Всі інші клавіші пройшли аналогічну процедуру (рис. 2.19(д)-(є)).

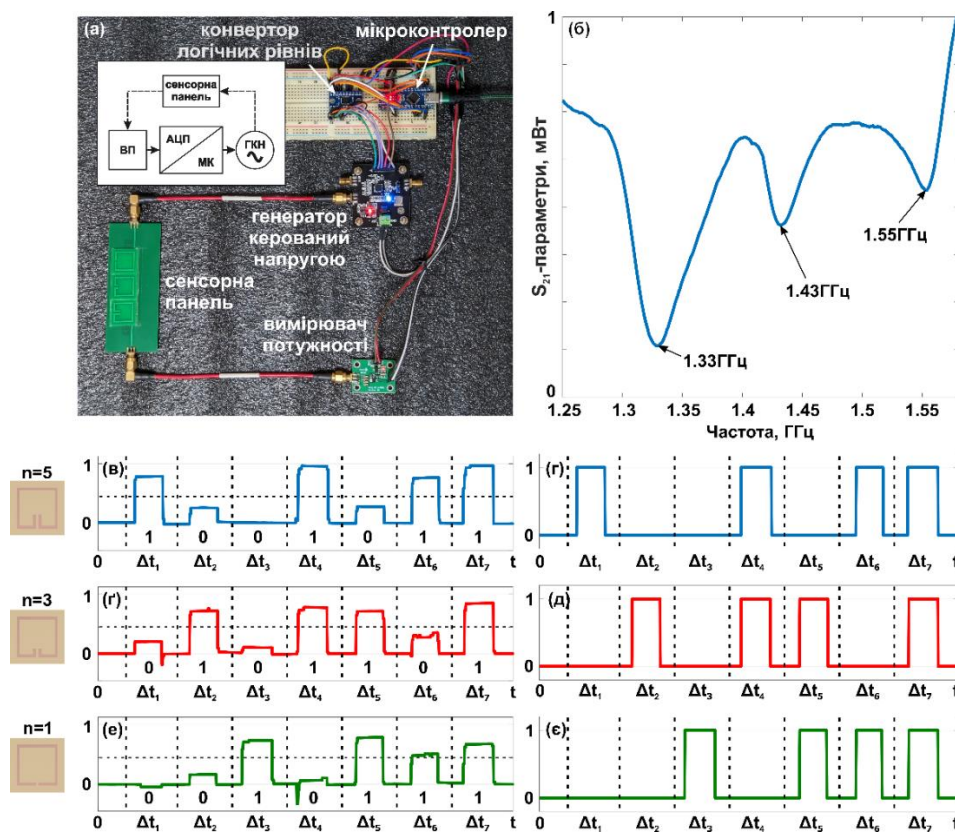


Рис. 2.19. Пристрій моніторингу активації ключа РКР з трьома репрезентативними РКР-ключами, розташованими на мікросмужковій лінії: (а) – зовнішній вигляд макету. У вставці наведена блок-схема пристрою. (б) – експериментальна залежність S_{21} -параметрів від частоти. (в), (г) і (е) – часові послідовності натиснутих і не натиснутих РКР-ключів – залежність потужності від часу, виміряна на репрезентативних частотах (з (б)). (г), (д) і (е) – послідовність спрацювань після застосування адаптивного порогового значення до вихідних даних.

2.4.4. Обчислення простору ключів

Для створення пристрою з контролю доступу використано $w = 14$ РКР з різним значенням довжини внутрішніх провідників n (рис.2.16(a)) використано для модифікації лінії передавання (рис. 2.16a). Максимально можлива кількість ключових елементів повинна не перевищувати w ($k \leq w$), що дозволяє $\binom{w}{k}$ різних комбінацій для формування персональних карток окремих користувачів. Припустимо, що користувач може одночасно торкатися не більше ніж $m \leq k$ ключових елементів, враховуючи, що принаймні один ключовий елемент повинен бути натиснутий, а весь пароль вводиться за p кроків. Таким чином, пароль можна записати у вигляді:

$$\begin{aligned} \text{Пароль} = & (f_{1,1}, f_{1,2}, \dots, f_{1,v})(f_{2,1}, f_{2,2}, \dots, f_{1,u}) \dots \\ & \dots (f_{p,1}, f_{p,2}, \dots, f_{p,s}), v, u, s \leq m, \end{aligned} \quad (2.6)$$

де $f_{i,j}$ – один з k ключових елементів/частот.

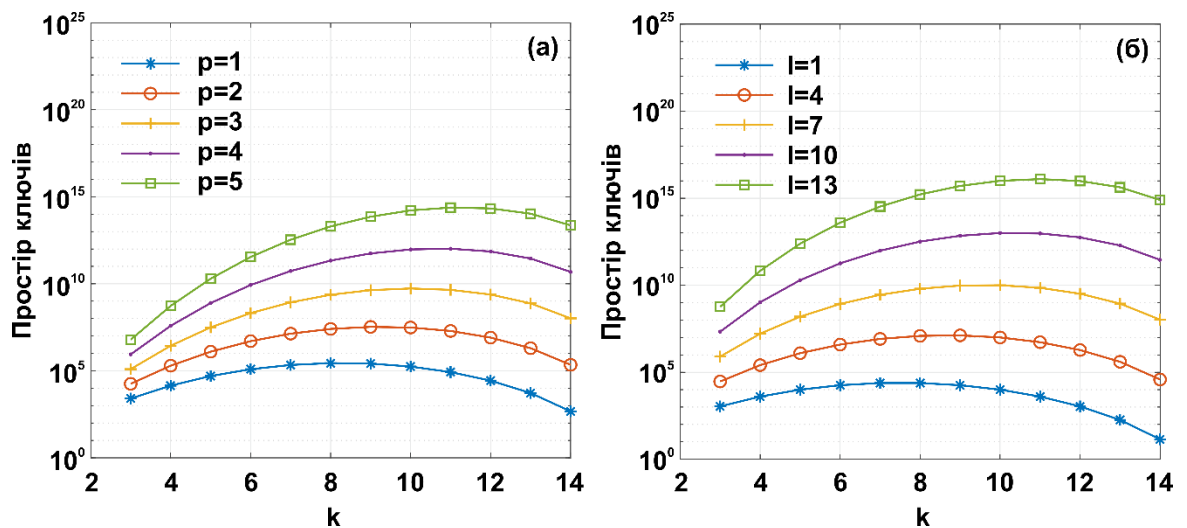


Рис. 2.20. Оцінка простору ключів: (а) залежно від кількості обраних елементів ключа k і кількості кроків введення пароля p , за умови, що одночасно можуть бути натиснуті максимум $m=3$ елементи ключів; (б) залежно від кількості обраних елементів ключа k і довжини пароля l [101].

Таким чином, кількість можливих варіантів створення пароля на основі k ключових елементів становить

$$\left(\sum_{r=0}^m \binom{k}{r} - 1\right)^p = \left(\sum_{r=1}^m \binom{k}{r}\right)^p, \quad (2.7)$$

де r – кількість одночасно натиснутих клавіш, m – максимальне значення одночасно натиснутих клавіш, а p – кількість кроків введення k -елементів у ряд.

Весь простір ключів для системи можна знайти як

$$K = \binom{w}{k} \left(\sum_{r=1}^m \binom{k}{r}\right)^p. \quad (2.8)$$

Відповідна залежність простору ключів для різних значень $p = 1:5$ показана на рис. 2.20(а). При $k = 3$ і можливих кроках $p = 3$ ключовий простір перевищує 10^5 , тоді як при $p = 5$ він збільшується до 10^7 .

Ще одним варіантом введення пароля є послідовне доторкання у довільній послідовності до одного з k – елементів ключа. У цьому випадку для довжини пароля l простір ключів можна знайти як

$$K = \binom{w}{k} k^l. \quad (2.9)$$

Цей варіант дозволяє спростити процес ідентифікації і є більш зручним, оскільки для його використання потрібен лише один палець. Проте для забезпечення належного рівня безпеки необхідно використовувати довгу комбінацію $l > 10$ для $k = 3$ (рис. 2.20(б)).

Висновки до розділу 2

У розділі здійснено детальний аналіз параметрів РКР, що включають оптимізацію їх геометричних параметрів для керування їх частотним відгуком – значенням резонансної частоти. Аналіз, проведений за допомогою комп’ютерного моделювання, демонструє можливість застосування РКР у діапазоні частот 0,6–2,4 ГГц за незмінної площі РКР. Експериментальні дані підтвердили результати моделювання. Продемонстровано також можливість керування ЕМ-характеристиками РКР шляхом введення в розріз біполярного

транзистора, що працює в ключовому режимі. На основі цього розроблено адаптивний смуговий фільтр, який, завдяки можливості динамічної зміни ЕМ-характеристик РКР, забезпечує контроль робочої смуги до 180 МГц навколо центральної частоти 1,1 ГГц.

Завдяки високій чутливості РКР до діелектричних об'єктів, розміщених у зоні сильної близькопольової взаємодії, ці структури можуть бути основою сенсорних пристроїв, що реагують при їх взаємодії в зоні близького поля. На основі цього явища запропоновано та розроблено пристрій для аналізу АЧХ в діапазоні частот від 0,1 ГГц до 2,5 ГГц, що характеризується низькою собівартістю (приблизно 1500 грн) в порівнянні із вимірювальними приладами такого типу, а також пристрій, що здатний детектувати зміни АЧХ в часі та конвертувати їх у цифрові імпульси.

Розроблений пристрій аналізу АЧХ став основою пристрою контролю доступу, в основі якого лежить детектування дотиків пальця людини. Для цього використано 14 РКР з характерними резонансами в діапазоні частот 1-1,7 ГГц. Резонатори було інтегровано на мікросмужкову лінію передавання, що прогнозовано змінювало коефіцієнт передавання під впливом зовнішніх чинників, таких як людські пальці або будь-який інший діелектричний об'єкт. Пристрій продемонстрував високу ефективність в роботі та високий рівень захищеності з простором ключів, що складає $K = 10^{15}$.

РОЗДІЛ 3. ПОКРАЩЕННЯ РІВНЯ ДЕТЕКТУВАННЯ ОБ'ЄКТІВ З МАЛИМ ЗНАЧЕННЯМ ЕПР ШЛЯХОМ ВИКОРИСТАННЯ НАДРОЗСІЮВАЧІВ

Швидке зростання обсягу повітряного трафіку БПЛА вимагає вдосконалення радарних систем спостереження та підвищення надійності виявлення в складних умовах. ЕПР, що характеризує радарну помітність цілі, є ключовим елементом схем виявлення, тому її підвищення стає основним завданням у цивільних застосуваннях. У даному розділі запропоновано концепцію розроблення надрозсіювачів на основі метаматеріалів шляхом використання генетичного алгоритму. Основне завдання полягає у підвищенні рівня розсіювання енергії ЕМ-хвиль для сценарію падіння хвилі під малим кутом опромінення. Багатошарові масиви метатеріалів, що складаються з сильно зв'язаних електричних (прямі провідники – електричні диполі) і магнітних (РКР – магнітні диполі) резонаторів, продемонстрували широкосмугове розсіювання з ЕПР порядку 1 м^2 в смузі робочих частот 9-11 ГГц, незважаючи на те, що їхня фізична площа розсіювання менша за квадрат довжини хвилі. Ці характеристики важливі для ефективного моніторингу повітряного трафіку радаром у цивільному секторі та відкривають можливість використання структур із високим коефіцієнтом розсіювання в якості міток для невеликих повітряних об'єктів. Пропоновану конструкцію було підтверджено в серії експериментів на відкритому просторі з використанням квадрокоптера DJI Mini 2. Легкі та гнучкі структури з великим значенням ЕПР можуть слугувати додатковими інструментами для посилення пасивних систем радіолокації, надаючи додатковий рівень безпеки у міському повітряному просторі.

3.1. Опис ідеї. Основні принципи розроблення надрозсіювача

Дослідження взаємодії ЕМ-хвиль із матеріалами тривалий час є основою фундаментальних і прикладних досліджень, що продовжують розвиватися

завдяки новим викликам і можливостям у таких галузях, як телекомунікації, медична візуалізація та радарні технології. Галузь метаматеріалів виникла як спосіб керування поширенням ЕМ-хвиль. Демонстрація негативного показника заломлення стала одним із перших незвичайних прикладів цього концепту [99, 102-106]. У сфері керування процесами розсіювання енергії ЕМ-хвиль метаматеріали з негативним показником заломлення запропоновано використовувати для маскування об'єктів від радарів. Суть полягає у ефективному огинанні хвиль навколо об'єкта, покритого такими матеріалами, тим самим запобігаючи взаємодії з ним [107-108]. З огляду на складність ЕМ-структур, застосовувалися методи гомогенізації спочатку для отримання ефективних параметрів матеріалу, що дозволяло визначати характеристики масивів як електричних, так і магнітних резонаторів [109-111]. Лише після цього ці метаматеріали застосовувалися до об'єктів, які підлягали маскуванню. Однак, завдяки зростанню доступних обчислювальних потужностей, разом з новітніми алгоритмами машинного навчання, стало можливим досліджувати та оптимізувати більш складні структури [112-114]. У даному розділі зусилля спрямовано на розроблення трьохмірного метаматеріалу для максимізації ЕМ-розсіювання з достатньою шириною смуги пропускання, необхідного для нових систем безпроводного зв'язку та навігації.

Постійно зростаючі вимоги до безпроводного зв'язку актуалізують нові завдання для апаратного забезпечення, серед яких необхідність адаптації розповсюдження ЕМ-сигналу в складних умовах сильного шумового забруднення. З точки зору прикладного застосування, основна увага приділяється актуальному питанню моніторингу невеликих БПЛА в умовах міського середовища за допомогою радіолокаційних технологій. Невеликі БПЛА є надзвичайно складними цілями для виявлення радаром. Їх вдосконалення вимагає співпраці з контролюючими органами для забезпечення високого рівня ефективності [115]. Хоча оснащення БПЛА активними радіопередавачами вже передбачено законодавством, допоміжне

пасивне маркування може значно підвищити ефективність моніторингу, оскільки не залежить ні від електроніки, що споживає багато енергії, ні від необхідності підтримувати безперервний безпроводний зв'язок [116]. Розроблення ЕМ-структур для збільшення ЕПР радіолокаційного випромінювання невеликих БПЛА пов'язана з великою кількістю труднощів на практиці, серед яких – дотримання аеродинамічних норм, вагові обмеження, дотримання габаритних розмірів та ін., і це лише частина з них. Враховуючи вищезгадане, контроль розсіювання від геометрично малих об'єктів залишається основною проблемою прикладного електромагнетизму.

Ретрорефлектори, як правило, є першим вибором у випадку, коли потрібна висока ефективна площа розсіювання для широкого діапазону кутів падіння хвилі. Найпоширенішими структурами, що відповідають цим вимогам, є кутові рефлектори, лінзи Люнебурга і більш досконалі антенні решітки Ван-Атта [117-121]. Однак, базуючись на підходах геометричної оптики в першому випадку і періодичних антенних решіток в останньому, ці структури мають значно більші розміри, ніж довжина хвилі, і, таким чином, з меншою ймовірністю відповідають вищезазначеним вимогам. Наприклад, якщо використовується радіолокаційна система на частоті 10 ГГц (Х-діапазон), п'ятихвильовий кутовий рефлектор середнього розміру займатиме більше 15 см в кожному напрямку. Це свідчить про необхідність проєктування півхвильових (або близьких до них) структур, які будуть мати досить значне значення ЕПР. З практичної точки зору 1 м^2 ЕПР для Х-діапазону вважається хорошим показником. Для порівняння, невеликий БПЛА (наприклад, DJI Mini 2) має в 1000 разів меншу ЕПР, тобто 10 см^2 , що робить його дуже складною ціллю для виявлення.

У сфері сучасних методів керування розсіюванням з'явилася особлива категорія високорезонансних структур – надрозсіювачів [2, 7, 10, 17, 122-123]. За загальним визначенням, надрозсіювачі – це півхвильові структури ($2R/\lambda < 1$, де R – мінімальний радіус сфери, що охоплює структуру, а λ – робоча довжина хвилі), які демонструють розсіювання вище так званого обмеження одного

каналу, тобто вище максимуму, який може створити диполь без втрат, на довжині півхвилі $3\lambda^2/(2\pi)$ [2]. Як правило, надрозсіювачі порушують загальноприйняті, але не обов'язкові критерії, наприклад, Чу-Харрінгтона, Гейї та деякі інші, що припускають значну втрату робочої смуги частот і зменшення ЕПР зі зменшенням фізичного розміру розсіювача [14-15]. Основним принципом роботи надрозсіювачів, який дозволяє обійти вищезгадані обмеження, є резонансний каскад. Накладання декількох резонансних мультиполів структури дозволяє отримати підвищене значення ЕПР, в той час як при розміщенні резонансів поруч можна досягти розширення смуги пропускання на 10% і вище [124]. Основним фактором, що обмежує ефективність надрозсіювача, є притаманне йому сильне накопичення енергії в зоні ближнього поля, що робить ці структури надзвичайно чутливими до втрат в матеріалі та до похибок при виготовленні [122]. З теоретичної точки зору, проектування багато резонансних систем, що перекриваються і сильно взаємодіють, вимагає проведення ефективної оптимізації у багатовимірному просторі. Рішення цієї фундаментальної задачі можливе через застосування сучасних алгоритмів. Серед безлічі існуючих варіантів генетичні алгоритми виявилися одним з найперспективніших методів у проектуванні надрозсіювачів. Визначення параметрів структури, задання ступенів свободи та формулювання кінцевої мети дозволяє генетичним алгоритмам ітераційно наближатися до оптимального розв'язку. Якщо проводиться оптимізація топології, то цей підхід також ефективний для виявлення нових варіантів геометрії [125-126].

У розділі досліджуються тривимірні структури з підвищеним значенням ЕПР, побудовані на основі масивів електричних і магнітних резонаторів, що взаємодіють в зоні ближнього поля. Такі конструкції можуть вважатися штучно спроектованими метаматеріалами під конкретні задачі. Зрозуміло, що порівняно з двовимірними метаповерхнями, введення третьої розмірності суттєво впливає на продуктивність цих структур [124].

3.2. Застосування генетичного алгоритму для формування метаструктури на основі РКР та прямих провідників

Загальна конструкція метаструктури виготовлена за допомогою звичайного літографічного процесу та складається з накладених один на одного шарів. Шари розділені на пікселі, кожен з яких може містити або прямий провідник, або круглий РКР. Резонанс і просторову орієнтацію цих диполів можна регулювати, змінюючи їхню геометрію, як було показано для РКР у розділі 2 [66]. Відстань між шарами використовується як додатковий параметр для оптимізації. Підкреслимо, що висота структури не є півхвильового розміру. А поздовжній розмір (загальна товщина, яка має значення для роботи в режимі направленого випромінювання) одного порядку з довжиною хвилі. Така структура ідеально підходить для радіолокаційного виявлення БПЛА із критично малим значенням власної ЕПР, що літають на малих висотах [127].

Простір пошуку для оптимізації наступний: кожен піксель може охоплювати або провідник, або РКР, що є дискретною змінною, резонатор може рухатися відносно центру пікселя, його положення задається двома неперервними змінними, резонатор може обертатися в площині відносно глобальної системи координат, що дає ще одну неперервну змінну. Загалом кожен піксель описується однією дискретною та трьома неперервними ступенями свободи. Для трьох шарів розмірністю 3×3 , простір пошуку стає 135-вимірним, що стає стимулом пошуку ефективної процедури оптимізації. Відстань між шарами фіксована та становить 10 мм.

Цільову функцію було адаптовано для узгодження зі стандартними вимогами типової системи радіолокаційного моніторингу, тобто для максимізації ЕПР у широкому діапазоні частот. Як правило, смуга пропускання величиною 10% від діапазону частот відповідає цим вимогам. В даному розділі дослідження зосереджуються на вивченні властивостей метаструктур в Х-діапазоні (8–12 ГГц), який широко використовується для

радіолокаційного спостереження і моніторингу, завдяки можливості забезпечити ефективний баланс між дальністю та роздільною здатністю [42].

Для отримання структури з максимальною ефективною площею розсіювання використано алгоритм еволюційної оптимізації Covariance Matrix Adaptation Evolution Strategy (CMA-ES) [128]. Цільову функцію задано через середнє розсіювання на N -частотах. Ці частоти було визначено двома методами: випадковим пошуком у певному діапазоні частот і рівномірним розподілом частотних точок у діапазоні 8–12 ГГц. Така цільова функція дозволяє всім частотам однаковою мірою впливати на остаточний результат, збільшуючи ймовірність отримання структур, що мають приблизно однакову ЕПР у широкому діапазоні частот.

Через велику кількість параметрів оптимізації, для проведення більшої кількості незалежних експериментів і статистичного аналізу виникла необхідність здійснити додаткову модифікацію коду. Щоб підвищити ефективність оптимізації за рахунок виконання більшої кількості ітерацій за короткий проміжок часу і, таким чином, досягти швидшої збіжності, оригінальний еволюційний алгоритм було модифіковано для розподілення обчислень. Було використано адаптивний метод наближення моментів (PyNEC, на основі коду NEC), який чудово підходить для структур, що складаються з струмопровідних елементів. У цьому сценарії задача розсіювання значно спрощується за рахунок зосередження на визначенні розподілу струмів на вигнутих провідниках. Цей підхід є більш ефективним, ніж методи скінченних елементів або методи скінченних різниць у часовій області, які зазвичай використовуються в комерційному програмному забезпеченні. Зауважимо, що в майбутньому для застосування методу прямої оптимізації на радіолокаційних цілях функції Гріна, необхідно використовувати числові методи.

Щоб збільшити кількість перевірених варіантів побудови метаструктур і, таким чином, підвищити продуктивність алгоритму, увагу було зосереджено на прискоренні обчислення цільової функції, що є найбільш ресурсозатратною

операцією в процесі оптимізації. Збільшення кількості структурних елементів (у даному випадку це збільшення шарів або порядку досліджуваної структури) суттєво впливає на швидкість обчислення. Враховуючи це, було вирішено розподілити обчислення всередині кожного з рівнів еволюційного алгоритму. Це уможливило паралельне обчислення цільових функцій для кількох окремих генерацій [129].

На рисунку 3.1(а) наведено схему елементарної комірки, використаної під час оптимізації структури. Ця комірка являє собою квадратну область розміром 20×20 мм. В центрі кожної комірки розміщується один з двох можливих елементів: РКР або електричний диполь. Зовнішній радіус РКР може варіюватися від 5 до 8 мм. Товщина провідника РКР становить 0,5 мм, проміжок між внутрішнім і зовнішнім кільцями – 0,5 мм, а проміжок в обох кільцях – 1 мм. Довжина електричного диполя може змінюватися від 9 до 18 мм при товщині провідника 0,5 мм. Кожен елемент може зміщуватися від центру своєї елементарної комірки в площині на радіус δ , який задається перед початком оптимізації. Значення $\delta = 0$ відповідає елементам, прив'язаним до центрів своїх комірок, а $\delta = 1$ означає, що кожен елемент може зміститися на половину свого розміру ($t/2$). Однак варто зазначити, що в цьому випадку можливий електричний контакт, або накладання, між елементами з різних комірок. Такі випадки призводять до припинення оптимізації, тому оптимальним для розрахунків значення δ було обмежено як $\delta \approx 0.8$.

Приклад реалізації алгоритму для тришарової структури розмірністю $3 \times 3 \times 3$ елементи після оптимізації наведено на рисунку 3.1(б) (показано верхній та нижній шари). Рис. 3.1(в) ілюструє основні кроки роботи генетичного алгоритму, а саме мутацію та схрещування.

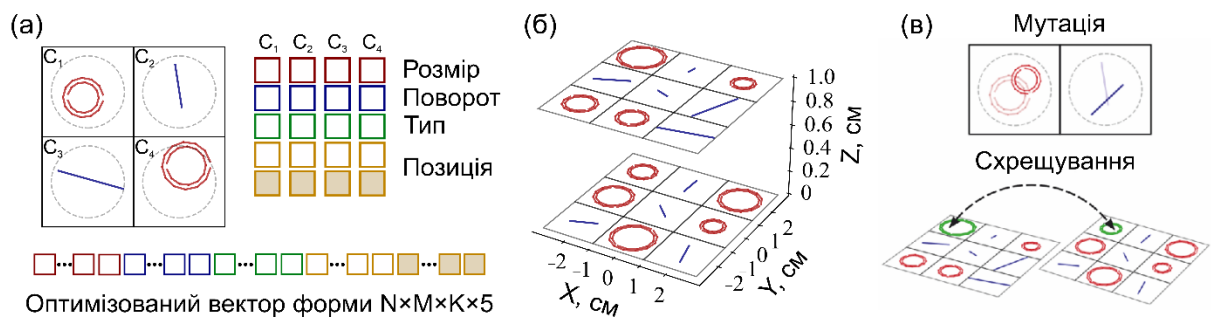


Рис. 3.1. Принцип застосування генетичного алгоритму для розроблення дизайну метаматеріалу: (а) Простір пошуку охоплює неперервні та дискретні змінні. 135 незалежних ступенів свободи що використовуються при проєктуванні структури $3 \times 3 \times 3$, таких як розмір елементів, їх позиція та орієнтація в площині; (б) Макет метаматеріалу. Для наочності показано лише верхню та нижню площини; (в) Ілюстрація процесів мутації та схрещування.

Результатом роботи алгоритму є набір зразків, що охоплює структури $2 \times 2 \times 2$ та $3 \times 3 \times 3$. Для проєктування структур з більшою розмірністю необхідно більші обчислювальні ресурси [127].

3.3. Оцінка оптимізованих структур

Робота алгоритму оптимізації структури $2 \times 2 \times 2$ на 64-ядерному обчислювальному сервері займає близько однієї години, тоді як для структури $3 \times 3 \times 3$ потрібно приблизно п'ять годин. Час виконання важливий для розуміння обчислювальної складності та оцінки доцільності розгляду більших структур.

На рисунку 3.2(а) наведено результати оптимізації для структури $2 \times 2 \times 2$ як функцію її об'єму, нормалізовану до куба резонансної довжини хвилі. Об'єм безпосередньо пов'язаний з розміром елементарної комірки. Сторона елементарної комірки t змінювалася в діапазоні від 60 до 25 мм. Подальше її зменшення є проблематичним, оскільки резонатори можуть почати пересікатися. Для того, щоб кінцевий поперечний переріз структури не перевищував довжину хвилі відносно ширини. Відстань між шарами

залишалася фіксованою на рівні $h = 10$ мм. Величина зсуву елементів становила $\delta \approx 0,8$. Всі оптимізації виконувалися для центральної частоти 10 ГГц ($\lambda = 30$ мм). Для кожного об'єму максимальна кількість ітерацій дорівнювала 1000 і проводилася незалежно для 10 різних початкових варіантів. Смути «похибок» на рис. 3.2(а) показують дисперсію цільової функції (ЕПР) для початкових значень параметрів зразків. Ця дисперсія підкреслює природу генетичного алгоритму, який не гарантовано прямує до глобального екстремуму. Обґрунтування оптимальної кількості варіантів буде наступним.

Аналогічно до вищеописаного процесу, було оптимізовано структури $3 \times 3 \times 3$. Тут сторона елементарної комірки t змінювалася в діапазоні від 25 до 95 мм (рис. 3.2(б)). Порівняння результатів дозволяє зробити висновок, що ЕПР зростає зі збільшенням об'єму до певної межі, при перевищенні якої взаємодія між елементами слабшає. Подальше збільшення розміру елементарної комірки лише погіршує результат. З результатів випливає, що початкової мети – отримати $\text{ЕПР} \approx 1 \text{ м}^2$ – практично вдалося досягти.

Щоб впевнитися у достовірності результатів, структури з найкращими характеристиками (позначені червоними колами на рисунку 3.2(а)-(б) було проаналізовано за допомогою CST Microwave Studio. Під «найкращими» мається на увазі найвище значення ЕПР для $2 \times 2 \times 2$ і компромісне співвідношення між ЕПР і об'ємом для $3 \times 3 \times 3$. Спектри ЕПР найкращих структур показані на рис. 3.2(в)-(г). Результати моделювання CST були порівняні з кодом ruNEC, який використовувався як алгоритм прямого розв'язку для перевірки його надійності. Одноканальна межа та межа надрозсіювання (обмеження розсіювання одного каналу залежить від кількості резонаторів) позначені на графіках чорними та синіми пунктирними лініями.

Межа надрозсіювання подолана більш ніж на порядок, що свідчить про наявність між резонаторами сильної близькопольової взаємодії. Вставки на рис. 3.2(в)-(г) демонструють фактичну компоновку структури. Розглянуто падіння ЕМ-хвилі на передню частину структури і задано поляризацію електричного і магнітного полів, що взаємодіють з провідниками і РКР,

відповідно. Варто відзначити досягнення широкої смуги частот, яка становить 13% і 10% навколо центральної частоти робочої смуги частот, що становить 10 ГГц, для структури розмірністю $2 \times 2 \times 2$ та $3 \times 3 \times 3$ елементи відповідно, і відповідає стандартам більшості сучасних радарних систем.

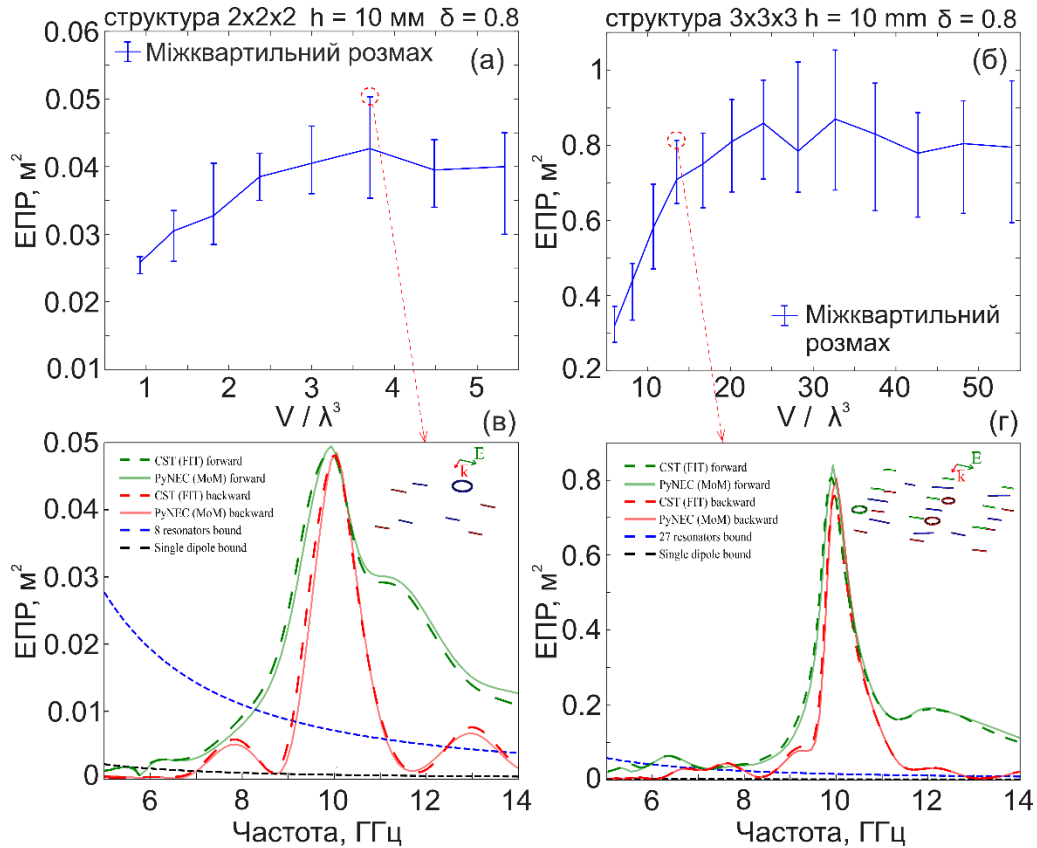


Рис. 3.2. Оптимізація ЕПР для структур $2 \times 2 \times 2$ та $3 \times 3 \times 3$; (а), (б) ЕПР як функція нормалізованого об'єму структури; (в), (г) спектри ЕПР, розраховані за допомогою CST та pyNEC, деталі в примітках. Чорні та сині пунктирні лінії позначають одноканальну межу та межу надрозсіювання відповідно. Вставки відображають фактичне розташування у структурі.

3.4. Оцінка параметрів алгоритму

З алгоритмічної точки зору, важливим є дослідження впливу кількості варіантів комбінацій структур на виході алгоритму на продуктивність. Рис. 3.3(а) ілюструє розмах ЕПР, який змінюється залежно від кількості таких варіантів. Результати показують, що для розумних оптимізацій достатньо 10

варіантів, в той час як 30 варіантів достатньо, щоб наблизитися до максимальної продуктивності. У наведеному вище аналізі 10 варіантів було використано як компроміс між часом обчислень та продуктивністю. На рис. 3.3(б) наведено розподіл дисперсії значень параметрів елементів. Гістограму ЕПР побудовано для 100 варіантів. Певною мірою гістограма нагадує розподіл Гауса. Варто сказати, що це не є тривіальним, оскільки умови теореми про центральну границю тут не застосовуються.

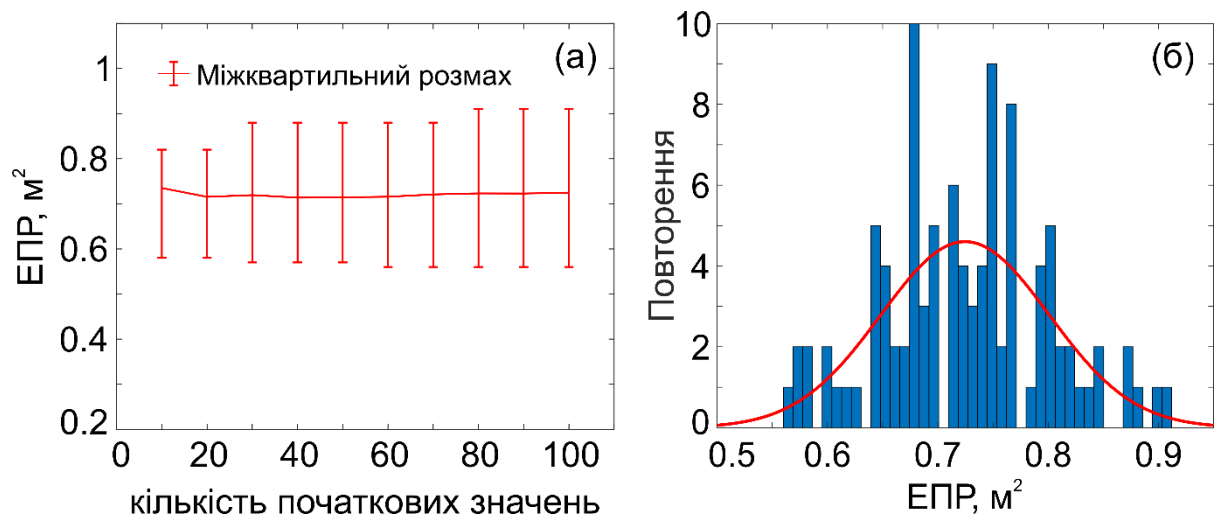


Рис. 3.3. (а) Розмах ЕПР в залежності від кількості початкових значень; (б) Графік, що відображає внутрішню структуру дисперсії кількості початкових значень (для 100 значень). Червоною кривою позначено розподіл Гауса.

3.5. Моделювання процесів розсіювання енергії ЕМ-хвиль з моделлю квадрокоптера DJI Mini 2

Після демонстрації фундаментальних можливостей модифікації метаматеріалів за допомогою генетичних алгоритмів для керування розсіюванням буде розглянуто можливість їх застосування. Для покращення низького коефіцієнту розсіювання квадрокоптер DJI Mini 2 було оснащено розсіювальною структурою. Враховуючи малі висоти польоту (~50 метрів) та розташування радару спостереження за кілька кілометрів, робота БПЛА в режимі випромінювання у зворотньому напрямку є цілком виправданою (кут

спостереження вказано в градусній шкалі). Комп'ютерне моделювання розсіювання ЕМ-хвиль з використанням STL-моделі квадрокоптера DJI Mini 2 було виконано в CST Microwave studio. У моделі БПЛА розглядався як тверде тіло, виготовлене з пластику з діелектричною проникністю $\varepsilon = 3$ і тангенсом кута діелектричних втрат $\tan(\delta) = 0,02$, що відповідає табличним значенням.

Було оцінено два сценарії взаємодії, для яких кут падіння дорівнює 0° , що відповідає умовам спостереження (к-вектор падаючої хвилі та горизонтально розміщеного БПЛА лежать в одній площині). Кути падіння в горизонтальній площині становили 0° і 45° , напрям поширення ЕМ-хвилі збігався з віссю X (Рис. 3.4(а)). Спектри розсіювання за наявності та відсутності метаструктури на БПЛА наведено на рис. 3.4. З результатів видно, що ЕПР промаркованого БПЛА значно більша порівняно з немаркованим (у 52,7 рази). Враховуючи рівняння радіолокації, дальність виявлення, яка масштабується четвертим коренем з ефективної площі розсіювання, зростає в 2,6 рази [42]. Максимальне значення ЕПР спостерігається на частоті 9,4-10 ГГц, що збігається з резонансом структури. Крім того, варто звернути увагу, що для кутів падіння 45° значення ЕПР суттєво менше. З фізичної точки зору це пов'язано з великою кутовою чутливістю структури розсіювача. Цей ефект має також важливе прикладне значення. У разі виявлення кількох рухомих цілей радар надає перевагу лише тим, які рухаються в його бік. Зростання ЕПР є корисним лише для цілей, що наближаються, тоді як малопріоритетні БПЛА не спричиняють помилкових спрацьовувань і не вносять шуму в канал виявлення. У цьому випадку завдяки маркуванню ЕПР збільшується лише в 2 рази. З аналізу видно, що діаграма направленості є строго спрямованою, як наведено на рис. 2.4(б). Цей аспект також впливає на випадки, коли для моніторингу використовується декілька радарів, що утворюють радіолокаційний комплекс. У таких ситуаціях діаграми спрямованості гарантують відсутність перешкод для сусідніх радарів.

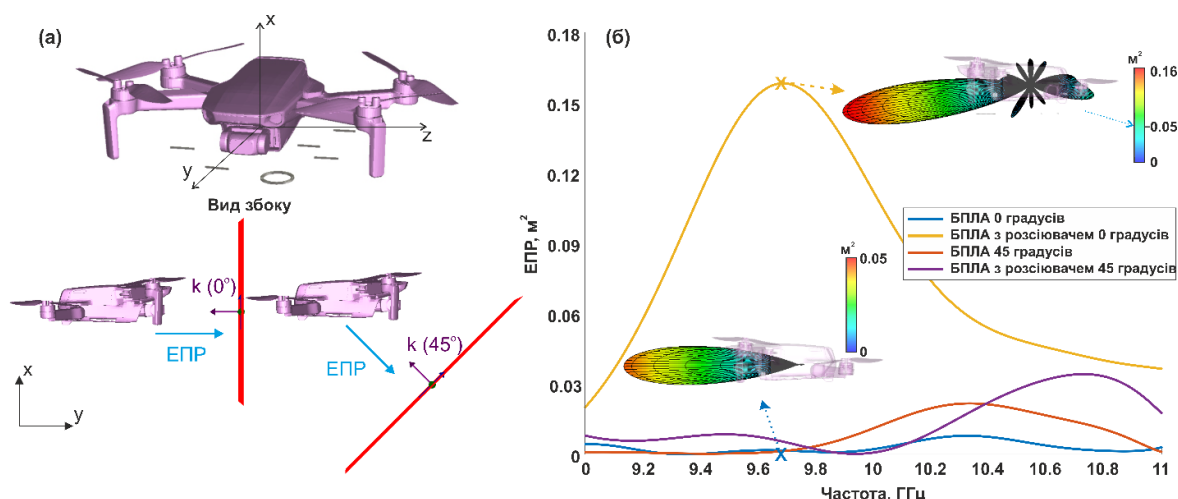


Рис. 3.4. Дослідження розсіювання ЕМ-хвиль від квадрокоптера DJI Mini 2: (а) Сценарій взаємодії з БПЛА; (б) Спектри ЕПР (деталі в примітках). На вставках показані діаграми розсіювання.

Щоб зрозуміти принцип дії структури, проведено мультипольне розкладання ЕПР. Зокрема в цьому контексті можна побачити принцип резонансного каскадування. Структури проаналізовано на основі методики, описаної в [130]. За допомогою формули поверхневого інтеграла були розраховані сферичні мультиполі до 8-го порядку. Рис. 3.5(а) ілюструє мультипольне розширення, де чорна лінія відображає суму всіх мультипольних полів системи (повне розсіювання), що узгоджується з результатами, отриманими за допомогою CST і Comsol. Різні кольори вказують на внески мультипольних полів, розташованих в межах цільового частотного діапазону. Основний вплив мають електричні дипольні (ED) і магнітні квадрупольні (MQ) компоненти.

Щоб визначити вплив корпусу БПЛА на розсіювання, було додаткове моделювання з використанням STL-моделі квадрокоптера DJI Mini 2 як з структурою розмірністю $3 \times 3 \times 3$ елементи, так і без неї. На рис. 3.5(б) наведені діаграми електричного поля в площині XY , що проходить через центр конструкції. Плоску хвилю було направлено вздовж осі Y і з поляризацією вздовж осі Z . Видно, що коли присутній лише БПЛА, плоска хвиля слабо взаємодіє з тілом БПЛА через відносно низький коефіцієнт заломлення

корпусу. Однак встановлення на БПЛА розсіювача $3 \times 3 \times 3$ різко посилює взаємодію, що призводить до інтенсивного розсіювання.

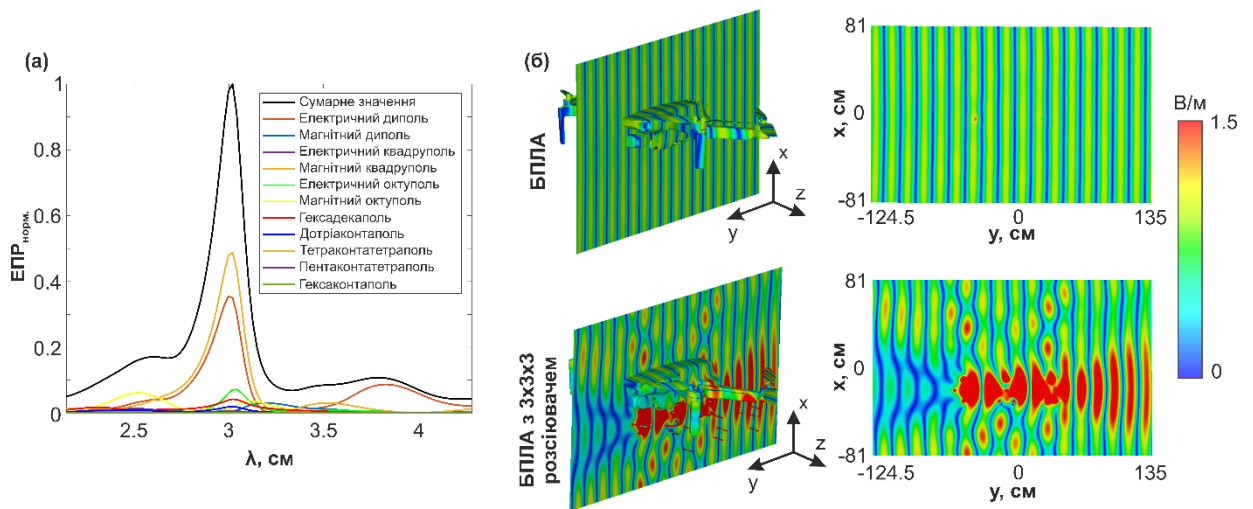


Рис. 3.5. Дослідження впливу квадрокоптера DJI Mini 2 на характеристики розсіювача розмірністю $3 \times 3 \times 3$: (а) Мультипольне розкладання розсіювача $3 \times 3 \times 3$. Сферичні мультипольні складові вказані в примітках; (б) Загальна напруженість електричного поля в площині XY , що проходить через центр БПЛА. Верхній і нижній графіки відповідають БПЛА без розсіювача і БПЛА з розсіювачем відповідно. Напруженості поля вказані в масштабі.

3.6. Експериментальне дослідження ЕПР об'ємних метаструктур

Досліджені структури були виготовлені за допомогою традиційної технології виготовлення друкованих плат (РСВ). Щоб мінімізувати вплив діелектричної проникності підкладки на резонансний відгук, зразок було виготовлено шляхом хімічного травлення мідних елементів на платі з тонкого діелектрика. Для цього використано фольгований склотекстоліт Rogers 3003 ($\epsilon_r = 3$, $\tan(\delta) = 0,001$) товщиною 0,127 мм. Відповідні експериментальні макети структури розмірністю $2 \times 2 \times 2$ та $3 \times 3 \times 3$ елементи із загальними геометричними розмірами, що становлять 100 на 100 з висотою 10 мм та 150 на 150 з висотою 20 мм відповіно, наведено на рис. 3.6(а)-(б). Як роздільний шар між

друкованими платами використано пінополістирол, що є прозорим для ГГц діапазону частот.

Вимірювання проведено в безеховій камері. Експериментальна установка включала широкосмугову рупорну антену NATO IDPH-2018 (працює як на передачу, так і на прийом, сертифікована для діапазону частот 2–18 ГГц), яка була підключена до мережевого аналізатора Keysight P9374A 300 кГц – 20 ГГц (рис 3.6(в)). Для отримання результатів вимірювань використовувався латунний калібрувальний диск діаметром 10 см. Для подальшого зменшення впливу багатопроменевого розсіювання було застосовано постоброблення з використанням фільтрування в часовій області.

На рис. 3.6(г) показано експериментальні спектри ЕПР у м^2 , що демонструють чітко виражений пік на частоті близько 10 ГГц, для якого структуру і було оптимізовано. В експерименті отримано ЕПР $0,16 \text{ м}^2$ та $0,6 \text{ м}^2$ для структур розмірністю $2 \times 2 \times 2$ та $3 \times 3 \times 3$ елементи відповідно. Враховуючи численні резонанси, що перекриваються, та високу чутливість структури до точності виготовлення і якості підкладки, збіг експериментальних і чисельних даних можна вважати задовільним.

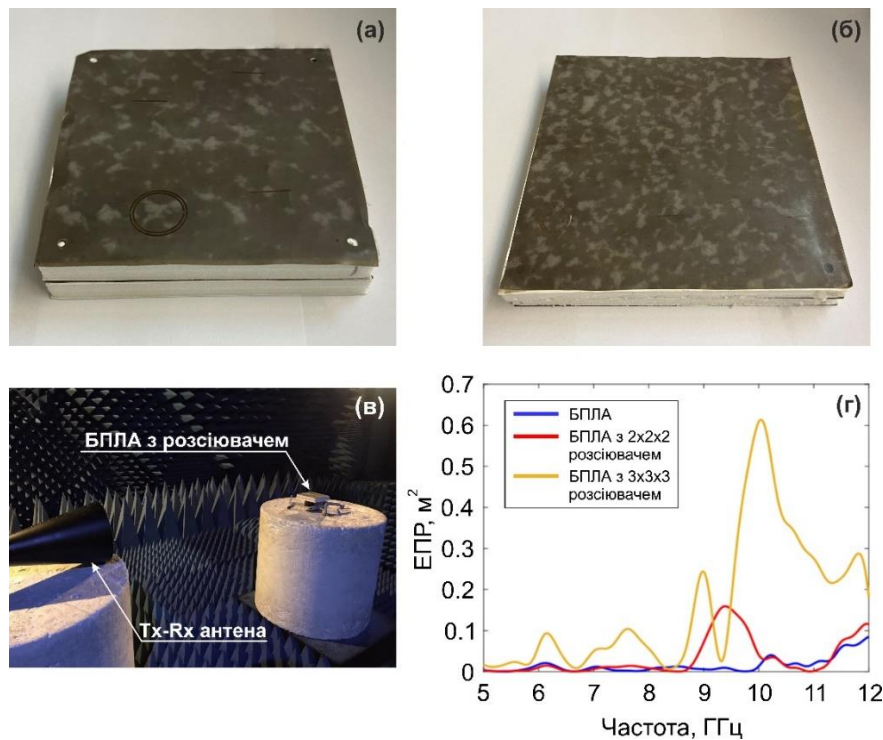


Рис. 3.6. Експериментальний макет структури розмірністю: $2 \times 2 \times 2$ – (а) та $3 \times 3 \times 3$ елементи – (б), експериментальна установка для вимірювання спектру ЕПР у діапазоні частот 5-12 ГГц у безеховій камері – (в), а також результати вимірювань спектрів ЕПР для БПЛА без та з маркуванням кожною із структур – (г) [127].

3.7. Чутливість ЕПР до зміни кута падіння ЕМ-хвилі

У попередніх дослідженнях завдання процедури оптимізації була одночасна максимізація ЕПР і смуги пропускання з урахуванням одного кута падіння, коли метаматеріал і вектор падаючої хвилі лежать в одній площині. Однак у практичних застосуваннях, таких як виявлення безпілотників, об'єкт може змінювати як кут нахилу, так і кут азимуту відносно радара. При цьому поляризація залишатиметься лінійною. На рис. 3.7 наведені розрахункові та експериментальні результати залежності ЕПР від азимуту та кута місця для несучої частоти 10 ГГц. Можна помітити, що, хоча ЕПР є більш чутливою до зміни висоти, структура залишається досить стійкою при нахилах до 10° в кожному напрямку. Наприклад, нахил 10° на відстані 1 км відповідає висоті

176 м, яка на відстані 5 км стає близькою до 1 км по висоті. Це, як правило, набагато вище за робочу висоту невеликих БПЛА для споживчого ринку.

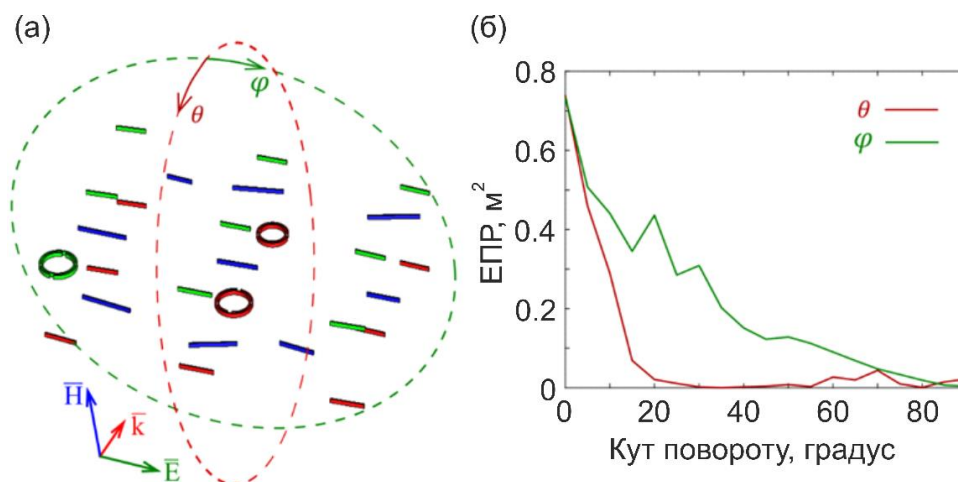


Рис. 3.7. Кутова залежність ЕПР на частоті 10 ГГц: (а) Геометрична схема, що ілюструє позначення кутів. Масив позначено червоним, синім і зеленим кольорами, де резонатори одного кольору розташовані в одній площині; (б) ЕПР і функція кута повороту.

Проведено експериментальне дослідження структур $2 \times 2 \times 2$ (рис. 3.8(а)-(б) і $3 \times 3 \times 3$ (рис. 3.8(в)-(г)) в діапазоні частот 5–12 ГГц для діапазонів зміни кута місця повороту $-45:5:45$ та азимуту $0:30:330$. Кути повороту ϕ і θ відповідають зображенням на рис. 3.7(а). Можна чітко побачити максимальне значення розсіювання для $\phi = 0^\circ$ і $\theta = 0^\circ$ (рис. 3.7(б)). Далі для масиву $2 \times 2 \times 2$ структура ефективна при кутах падіння до 15° , коли БПЛА летить передньою стороною до радару (зворотна ЕПР падає з $\sim 0,15 \text{ м}^2$ до $0,1 \text{ м}^2$) до 5° , коли БПЛА летить в протилежному напрямку від радару (задньою стороною, має місце те ж саме погіршення ЕПР) (рис. 3.8(а)). При цьому структура дуже чутлива до зміни кута θ (рис. 3.8(б)). Аналогічні результати отримано для структури $3 \times 3 \times 3$ (рис. 3.9(в)-(г) [127].

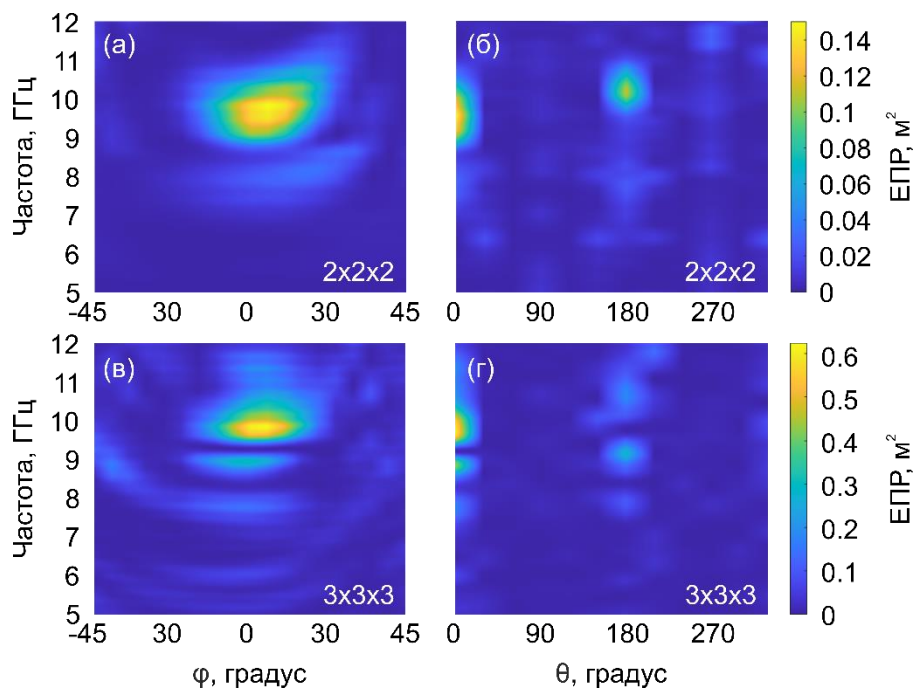


Рис. 3.8. Експериментальна перевірка залежності ЕПР від кута повороту в діапазоні частот 5–12 ГГц для структур $2 \times 2 \times 2$ (а)-(б) і $3 \times 3 \times 3$ (в)-(г).

3.8. Експериментальні дослідження детектування об'єктів з малим значенням ЕПР на відкритому просторі

Принцип збільшення дальності детектування об'єктів, що характеризуються малим значенням ЕПР, наведено на рис. 3.9. Очікується, що БПЛА без маркування, що рухається в сторону радару, буде менш помітним, оскільки спектральна складова, що відповідає частоті Доплера, буде характеризуватись нижчим рівнем співвідношення сигнал-шум, ніж у випадку БПЛА із маркуванням.

З урахуванням формфактора та вантажопідйомності визначено, що БПЛА може нести лише розсіювач $2 \times 2 \times 2$. Експерименти в реальних умовах (рис. 3.10(а)) були проведені з радаром неперервної хвилі (CW), побудованим на базі мережевого аналізатора Keysight P9374A 300 кГц – 20 ГГц (рис. 3.10(б)). 2-портовий мережевий аналізатор, керований Matlab, під'єднувався до широкосмугових рупорних антен Tx і Rx (NATO IDPH-2018, 2–18 ГГц). Відносно рельєфу місцевості зберігалася горизонтальна поляризація. Вихідна потужність (на виході (Tx)) становила 20 дБм. Для підсилення сигналу на

приймальному (Rx) порті було використано малошумний підсилювач (LNA, MWA-020180-1-4019, 2–18 ГГц). Щоб уникнути зворотного зв'язку між каналами передачі та прийому, ізоляція антени підтримувалася на рівні понад 30 дБ, що було перевірено через вимірювання S_{21} -параметрів перед введенням БПЛА в експлуатацію. Саме з цієї причини Tx і Rx були рознесені, порівняно з лабораторними дослідженнями. Для придушення позасмугових шумів було використано смуговий фільтр (VHF-6010+, 6,3–15 ГГц). Фотографії немаркованих і маркованих БПЛА показані на рис. 3.10(в)-(г).

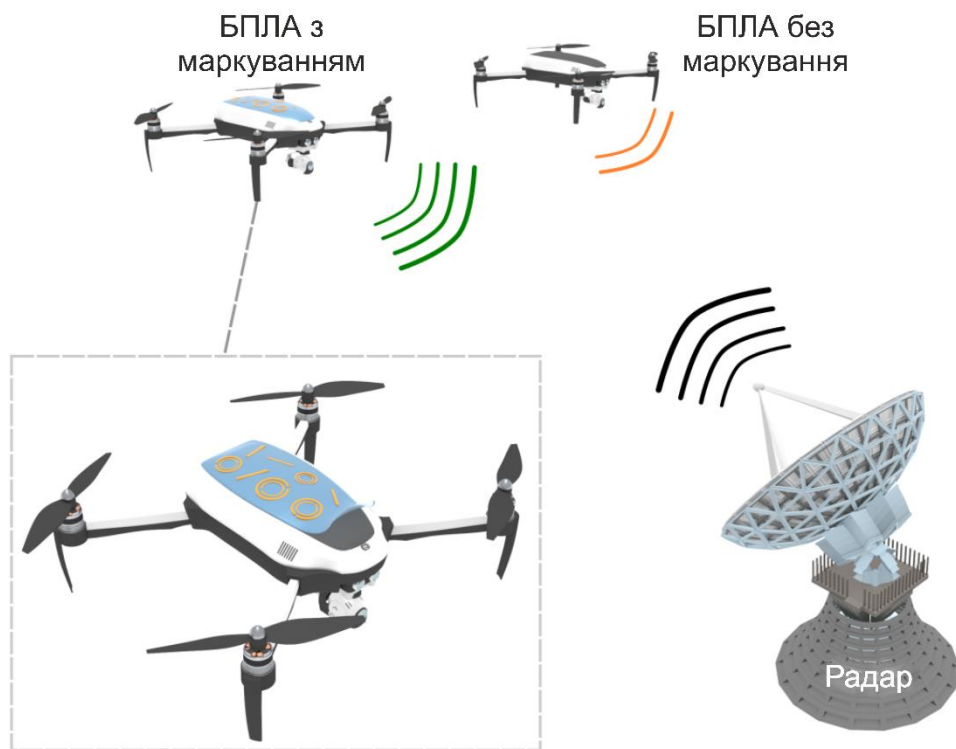


Рис. 3.9. Концепція генетично модифікованих поверхонь і метаматеріалів для підвищення радіолокаційної видимості повітряних об'єктів: виявлення маркованого БПЛА [127].

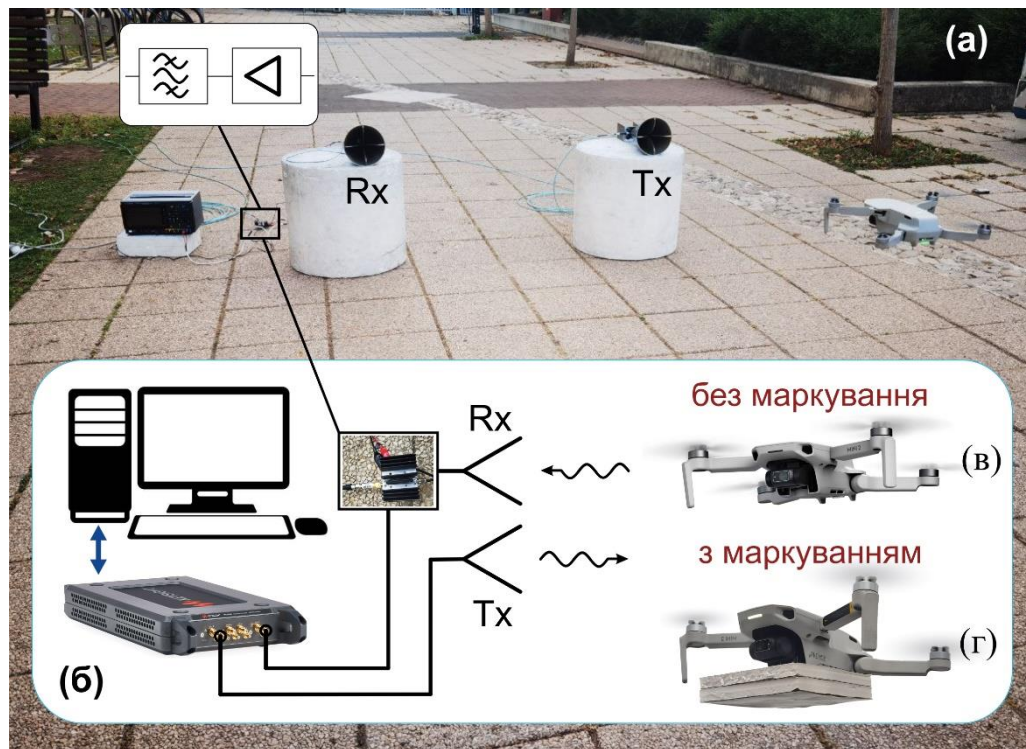


Рис. 3.10. (а) Експериментальна установка для виявлення БПЛА на відкритій місцевості за допомогою виготовленого радара неперервної хвилі. (б) Схема виготовленої радіолокаційної системи. Фото: (в) БПЛА без маркування та (г) БПЛА, обладнаний конструкцією $2 \times 2 \times 2$ [127].

Щоб оцінити вплив резонансної структури на радіопомітність БПЛА, центральну частоту радара неперервної хвилі змінювали в діапазоні від 7 ГГц до 11 ГГц який відповідає найбільшій зміні ЕПР (рис. 3.11). Носійна частота змінювалася з кроком 200 МГц. Під час тестових польотів протягом 10 секунд радар реєстрував сигнали. Смуга пропускання ФПЧ (фільтра проміжної частоти) становила 30 кГц. Для підвищення достовірності кожен політ повторювався 3 рази. Перед кожним польотом БПЛА розташовувався на відстані 40 метрів перед радаром, який спрацьовує після початку польоту. В певний момент радар починав детектувати БПЛА та втрачав можливість детектування після того, як БПЛА пролітав антени радара.

Спектрограми прийнятих сигналів наведені на рис. 3.11. Перешкоди і флуктуації на високих частотах усувалися смуговим фільтром, який налаштовувався вручну. Для спектрограм було обрано 75% перекриття між

сусідніми сегментами, часове вікно 0,33 с і 10-секундний час спостереження за рухомим об'єктом. Візуальний аналіз спектрограм чітко показує, що на резонансній частоті (9,6 ГГц, рис. 3.11(в-г)) БПЛА з маркуванням з'являється приблизно на 2 секунди швидше, ніж без маркування (при порівнянні графіків (в) і (г)). Рух БПЛА починається при $t=0$ (що відповідає відстані 40 м від радару) при цьому БПЛА не виявлено (тобто на графіку немає яскраво виражених піків частот). 2 секунди польоту приблизно відповідають подвоєнню відстані виявлення, що, згідно із рівнянням радіолокації, означає збільшення ЕПР в 16 разів. Цей результат добре узгоджується з експериментальними вимірюваннями на рисунку 3.11(г). Зауважимо, що діаграма спрямованості розсіювання від маркованого БПЛА є строго направленою. Так, БПЛА, що летить на висоті над радаром, стає менш помітним при наближенні до антени. На великих відстанях взаємодія відбувається за принципом випромінювання у зворотньому напрямку, тоді як на меншій відстані починають впливати кути нахилу. Це є причиною того, що спектр Доплера БПЛА без маркування стає помітнішим на коротких відстанях. При $t = 7,5$ с БПЛА проходить над антеною і зникає з поля зору. Це спостерігається для часу $t > 8$ с [127].

Для частоти 10,8 ГГц як немарковані, так і марковані БПЛА мають майже однакове значення ЕПР (рисунок 3.11(г-д) відповідно). Варто зазначити, що польоти на малих висотах супроводжуються пасивними завадами та багатопроменевими ефектами. У цьому випадку провести кількісну оцінку характеристик на різних частотах стає складнішим (цей момент буде розглянуто далі). Польоти на великих висотах (в умовах «відкритого неба») вимагають іншого обладнання, а також заборонені на території, де проводилися вимірювання.

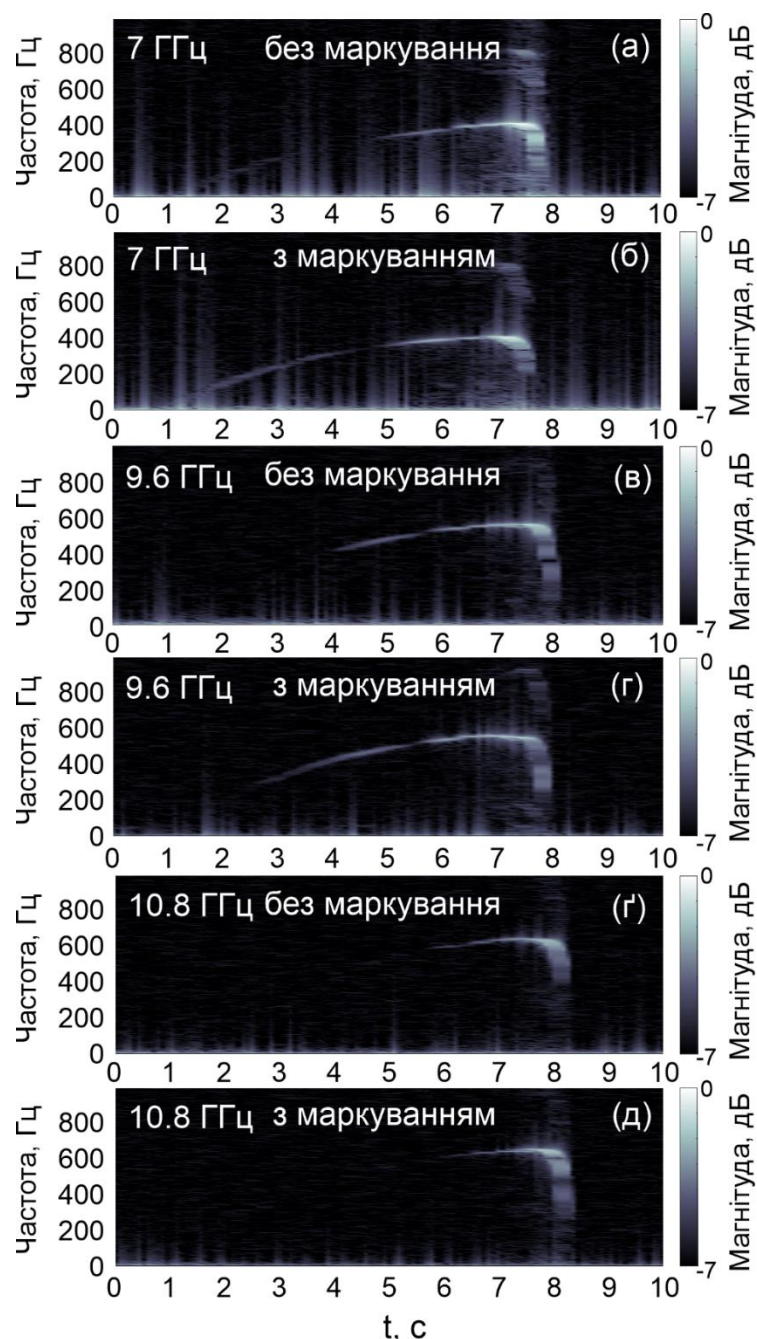


Рис. 3.11. Спектри прийнятих радаром сигналів для польотів без маркування і з маркуванням на різних носійних частотах 7 ГГц (а-б), 9,6 ГГц (в-г), 10,8 ГГц (г-д) радіолокатора, що використовувався. 9,6 ГГц відповідає режиму, в якому структура $2 \times 2 \times 2$ має максимальне значення ЕПР.

Щоб дослідити додаткові можливості маркування та порівняти його з реальними відстанями, було проведено наступний аналіз. По-перше, виміряна швидкість БПЛА (наприклад, з діаграм Доплера на рис. 3.12) була переведена у відстань в метрах з урахуванням нерівномірного прискореного руху. Таке

вимірювання з радаром неперервної хвилі є можливим, оскільки ціль летить у напрямку радара і зрівнюється з ним у певний момент часу. По-друге, фільтр Доплера був налаштований на швидкість БПЛА 7-9 м/с (наперед відома інформація в ході експерименту), а в якості порогового значення було обрано +3 дБ співвідношення сигнал/шум.

На рис. 3.12 наведено залежності інтенсивності спектральних складових прийнятого сигналу від величини рівня потужності шуму та відстані між радаром і БПЛА у випадку наявності та відсутності маркування.

Вертикальна шкала при рівні шуму 0 дБ (права частина графіка) на кольоровому графіку на рис. 3.12(а) показує максимальну відстань виявлення немаркованого безпілотної як функцію від несучої частоти (вертикальна вісь). Щоб визначити вплив погіршення співвідношення сигнал/шум, до вихідних даних вимірювань вручну (в обчисленні) було додано білий шум. Горизонтальна вісь на кольоровій карті відповідає рівню доданого шуму. 0 дБ – це відсутність шуму (права частина графіка), а 70 дБ (ліворуч) – це граничний рівень шуму, при якому детектування стає неможливим. Такий надмірний шум, зокрема, унеможливує виявлення БПЛА – сині ділянки на кольоровому графіку. Рис. 3.12(а) – діаграма виявлення безпілотної без маркування, а зображення на графіку (б) – дані для маркованого зразка. Рис. 3.12(в) – це різниця між даними на графіках (б) і (а). Чітко видно, що маркування значно збільшує дальність виявлення для несучих частот, на яких розсіювач має резонанс. Друга яскрава точка на рис. 3.12(в) з'являється в районі 10,5 ГГц і, найімовірніше, є наслідком багатопроменевого ефекту та інтерференції, що виникають під час польотів на малих висотах [127].

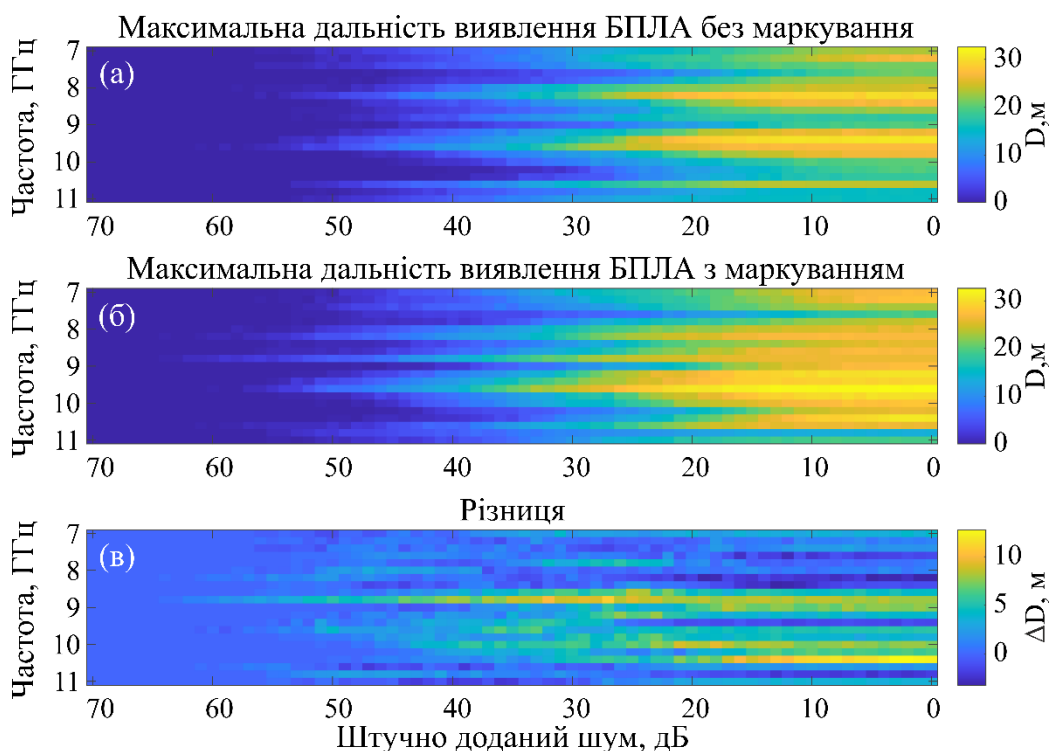


Рис. 3.12. Діаграми залежності максимальної дальності виявлення від носійної частоти (вертикальна вісь) і штучно доданого шуму (горизонтальна вісь). 0 дБ позначає вихідні дані, зібрані під час вимірювання під відкритим небом. (а) Безпілотник без маркування; (б) БПЛА з маркуванням; (в) різниця між (б) і (а).

Висновки до розділу 3

Представлено нову концепцію генетично синтезованих метаматеріалів, розроблених з метою максимізації розсіювання в умовах випромінювання в зворотньому напрямку. Ці метаматеріали складаються з багат шарових масивів, що містять електричні та магнітні резонатори, розміщені в зоні сильної близькопольової взаємодії один відносно одного. За допомогою генетичного алгоритму проведено комплексну оптимізацію для збільшення ЕПР при відносно великій ширині смуги пропускання, в результаті чого отримано структури з ЕПР $\sim 1 \text{ м}^2$ на частоті 10 ГГц з шириною смуги пропускання понад 20% навколо центральної частоти робочої смуги частот. Розсіювачі з метаматеріалів є компактними з поперечним перерізом, меншим за довжину хвилі в квадраті. Синтезовані структури запропоновано використовувати для маркування БПЛА з метою збільшення їх

радіопомітності та максимізації відстані виявлення. Зокрема продемонстровано, що початкова ЕПР в 10 см^2 невеликого БПЛА може бути збільшена, якщо обладнати його розсіювачем із розробленого метаматеріалу. Експерименти під відкритим небом продемонстрували збільшення дальності виявлення в 1,5 рази за допомогою невеликого метаматеріального розсіювача розмірністю $2 \times 2 \times 2$ резонатори, прикріпленого до корпусу БПЛА. У випадку використання метаматеріального розсіювача розмірністю $3 \times 3 \times 3$ резонатори дальність детектування зростає до 5 разів.

Легкі, конформні елементи зі значно більшим ЕПР призначені для розширення можливостей систем пасивного моніторингу і можуть забезпечити суттєвий рівень безпеки в повітряному просторі міських забудов. Ці структури можуть бути спеціально розроблені для підтримки систем моніторингу, покращуючи їхню ефективність та зону покриття.

РОЗДІЛ 4. МАРКУВАННЯ БПЛА ШЛЯХОМ ВИКОРИСТАННЯ ПАСИВНИХ РЕЗОНАНСНИХ МІТОК ДЛЯ ЇХ ІДЕНТИФІКАЦІЇ ЧЕРЕЗ ДЕТЕКТУВАННЯ ЕФЕКТУ МІКРО-ДОПЛЕРА

Масове використання безпілотників у міському середовищі зумовлює потребу в надійних систем контролю та моніторингу. Попри те, що активні рішення, зокрема, безпроводний обмін даними про місцезнаходження в реальному часі між окремими учасниками повітряного простору та службами моніторингу, є досить ефективними, розроблення додаткових засобів контролю та безпеки є актуальною. Серед різних систем спостереження радары мають явні переваги, оскільки ефективно працюють у складних погодних умовах, забезпечують високу роздільну здатність і стабільне виявлення на великих відстанях. Однак, на відміну від традиційних повітряних об'єктів, виявлення та ідентифікація малих БПЛА є серйозною проблемою для радіолокаційних систем через їх відносно малу ЕПР. У цьому розділі пропонується ефективний підхід до кодування БПЛА шляхом розміщення пасивних резонансних розсіювачів на поверхні лопатей. Хоча самі лопаті при обертанні спричиняють появу ефекту мікро-Доплера, їх, як правило, важко розпізнати на великих відстанях через мале співвідношення сигнал/шум у радіолокаційних відгуках. Крім того, відрізнити БПЛА одного і того ж виробника шляхом детектування ефекту мікро-Доплера неможливо. Тут демонструється, що маркування лопатей декількома резонансними розсіювачами не тільки збільшує дальність виявлення безпілотника, але й присвоює йому унікальний ідентифікатор, код якого можна отримати з сигналу мікро-Доплера. За результатами експериментальних досліджень в безеховій камері та під відкритим небом, екстраполюючи їх на реальні повноцінні системи радіолокаційного спостереження, буде показано, що дальність виявлення невеликого БПЛА у відкритому просторі становить приблизно 3-5 кілометрів, тоді як без маркування він був би ледь помітним на відстані 1000 метрів. Ці показники виводять запропоновану пасивну систему

на один рівень з активними аналогами, пропонуючи очевидні переваги надійності та стійкості до завад.

4.1. Основні положення ефекту мікро-Доплера малих БПЛА

БПЛА стають інструментом для широкого спектру цивільних потреб, включаючи, але не обмежуючись моніторингом інфраструктури, дистанційним зондуванням з повітря, логістикою, рятувальними операціями та багатьма іншими [131-141]. Сучасні навігаційні системи, високий рівень автоматизації, низька вартість, тривалий час автономної роботи та багато інших переваг сприяють активному використанню БПЛА вже в найближчому майбутньому, і їх потенціал продовжуватиме стрімко зростати [142-149]. Сьогодні більшість польотів БПЛА відбуваються в неконтрольованому або обмеженому повітряному просторі з метою запобігання ризику. Тим не менш, малі БПЛА створюють значні проблеми з безпекою, що було засвідчено у багатьох нещасних випадках по всьому світу, і кількість загроз безпеці буде продовжувати зростати. Через свою низьку вартість і доступність без ліцензії малі БПЛА можуть використовуватися зловмисниками для доставки небезпечних вантажів, виявлення засекречених об'єктів, створення перешкод для повітряного руху та в інших небажаних цілях. Очевидно, що окрім використання у сфері національної безпеки, в найближчому майбутньому, рух малих БПЛА у міському середовищі буде зростати в геометричній прогресії, що зумовлює необхідність впровадження ефективних систем моніторингу [148, 150-151].

Серед існуючих систем моніторингу основними методами виявлення є використання відеокамер, акустичних та радіолокаційних методів, кожен з яких має свої переваги та недоліки [152-155]. Хоча зображення з високою роздільною здатністю можуть забезпечити високоточне розпізнавання об'єктів, проте це значною мірою залежить від умов прямої видимості, освітленості навколишнього середовища та оптимальності оброблення сигналу, що є ключовими недоліками цього методу. Акустичний метод має

досить обмежений радіус дії і чутливий до шумів навколишнього середовища [156-157]. Радіолокаційні технології вже довели свою придатність до роботи в складних умовах, забезпечуючи надійне виявлення повітряних об'єктів у реальному часі [158-160]. Саме тому ці системи продовжують розвиватися і активно впроваджуються на різних платформах, в тому числі автомобільних.

Малі БПЛА – це відносно новий клас повітряних об'єктів, який порівняно недавно почав кидати виклик радіолокаційним технологіям. БПЛА мають надзвичайно малу ЕПР яку важко вирізнити з-поміж завад. Наприклад, птахи з ЕПР 10 см^2 в Х-діапазоні генерують схожі радіолокаційні патерни. У такому випадку необхідно проводити додаткову ідентифікацію об'єктів. На допомогу приходить ефект мікро-Доплера, який дозволяє відрізнити сигнали від помахів крил і обертання гвинтів, хоча і вимагає більш точного аналізу цілі (наприклад, більше часу на виявлення цілі і вищого співвідношення сигнал/шум (SNR)) [161-164]. Також ще одним важливим критерієм є низька висота польоту, що робить фільтрування завад ключовим фактором, оскільки відбивання від землі і багатопроменеві ефекти завад починають відігравати ключову роль. Сучасні радіолокаційні системи можуть виявляти невеликі БПЛА (наприклад, DJI Mini 2) з кілометрових дистанцій в умовах ясного неба і класифікувати їх за допомогою детектування ефекту мікро-Доплера на ще менших відстанях [165]. Що стосується цивільних застосувань, то повноцінні системи з піковою потужністю випромінювання в одиниці кВт не можуть бути розміщені в міських умовах через можливу потенційну загрозу в плані безпеки, що спонукає до пошуку альтернативних підходів.

Ефективним способом покращення радіолокаційної видимості малих БПЛА є збільшення їхньої ЕПР, наприклад, шляхом оснащення їх кутовими рефлекторами або розсіювачами, які були розглянуті у розділі 3. Однак, цей метод все одно є малоефективним у випадку сильної зашумленості. Наприклад, будівля розташована за БПЛА завжди відбиватиме потужніший сигнал порівняно з рефлектором. Зважаючи на метрову роздільну здатність за дальністю (типову для ширини смуги 100 МГц у Х-діапазоні) та близьке

розташування цілей, просте підвищення ЕПР не забезпечує надійного результату. Крім того, такий підхід не дозволяє присвоїти індивідуальний ідентифікатор конкретному безпілотнику. При використанні ефекту мікро-Доплера створюється спектральна інформація, специфічна для цілі, тому можна отримати ефективне фільтрування завад. Найбільш поширеним методом розпізнавання нерухомих об'єктів від статичних завад є застосування фільтра Доплера або, наприклад, індикатора рухомої цілі [36]. В обох випадках механічний рух є визначальною властивістю, що дає змогу виявити цілі на великих відстанях. Тому пропонується використовувати властивий механічний рух лопатей БПЛА для реалізації кодованого пасивного транспондера.

Окрім звичайного частотного зсуву через ефект Доплера, рухомий БПЛА залишає у радіолокаційних сигналах особливі спектральні патерни завдяки ефекту мікро-Доплера. Загалом, аналіз ефекту мікро-Доплера – це метод, який використовується для виділення додаткової інформації з радіолокаційних сигналів шляхом вивчення сигналів Доплера різних деталей або компонентів рухомих об'єктів [166-168]. Він особливо корисний для виявлення і характеристики руху окремих компонентів або частин більшої цілі і використовується в багатьох галузях науки [46, 169-174]. Аналіз сигналів мікро-Доплера сьогодні широко використовується для класифікації об'єктів [159, 175-180]. Однак, у випадку малих БПЛА класифікація, що ґрунтується на детектуванні ефекту мікро-Доплера ЕМ-хвилі, відбитої від лопатей, потребує багато часу на виявлення цілі та відносно високе значення співвідношення сигнал/шум при виявленні.

У даному розділі було використано механічні частини, що швидко обертаються, для значного покращення їх характеристик ефекту мікро-Доплера, шляхом маркування пластикових лопатей зі слабким розсіюванням у резонансні розсіювачі, що відповідають досліджуваній смузі робочих частот радара. Для цього було розроблено легкі та малопомітні металеві наклейки-маркери і зафіксовано їх безпосередньо на лопаті. Як буде

показано далі, комбінації наклейок у різних кількостях і в різних місцях дозволяють кодувати інформацію про безпілотник.

4.2. Дослідження ЕПР пропелерів

Дослідження ефекту мікро-Доплера БПЛА, зокрема квадрокоптера DJI Mini 2, напряду пов'язано із обертанням всіх його пропелерів як єдиної системи. Решта складових квадрокоптера не створюють мікро-рухів чи мікро-коливань. Таким чином, важливо дослідити спектри ЕПР для різних кутів обертання пропелера у статичному положенні та розсіювання від пропелерів у динаміці.

4.2.1. Комп'ютерне моделювання

Комп'ютерне моделювання проводилось в середовищі CST Microwave Studio, що дозволяє проводити аналіз поширення ЕМ-хвиль, їх взаємодії з об'єктами різних типів, проводити аналіз полів та ЕПР тощо [181]. Завданням даного комп'ютерного моделювання була оцінка густини електричного поля відбитої від пропелера БПЛА ЕМ-хвилі. Як БПЛА використано квадрокоптер DJI Mini 2. За основу було взято пропелер, що складається із двох лопатей (рис. 4.1(а)). Згідно його розмірів та характеристик матеріалу, було обрано відповідну модель, яка наведена на рис. 4.1(б-в) [182-184]. Діелектрична проникність матеріалу з якого виготовлений пропелер $\varepsilon = 2,8$ та тангенс кута втрат $\tan(\delta) = 0,0054$.

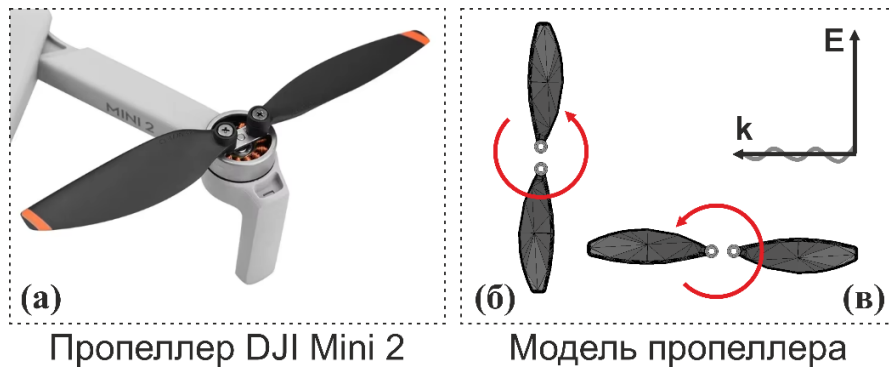


Рис. 4.1. Зовнішній вигляд пропелера квадрокоптера DJI Mini 2, що складається з двох лопатей (а), його модель, що використовувалась для теоретичного аналізу в середовищі моделювання CST Microwave Studio з двома різними орієнтаціями 90° (б) та 0° (в) відносно вектору поширення падаючої ЕМ-хвилі k .

4.2.1.1. Дослідження в діапазоні частот 2-30 ГГц

Описану вище модель пропелера було експортовано у середовище моделювання та проведено аналіз розсіювання ЕМ-поля для кутів повороту пропелера від 0° до 360° з кроком 5° у діапазоні частот від 2 ГГц до 30 ГГц. Як видно із результатів (рис. 4.2(а)), інтенсивність відбитої ЕМ-хвилі має різне значення в залежності від кута повороту та частоти. Оскільки матеріал пропелера однорідний, а площа поперечного перерізу міняється відповідно до значення кута повороту, то значення густини електричного поля (а отже, і ЕПР) в точці спостереження в дальньому полі, буде змінюватись (це принцип ефекту мікро-Доплера). Значення розмірів пропелера залишається фіксованим (довжиною 120 мм (довжина кожної лопаті становить 55 мм, а відстань між ними 10 мм) та шириною 15 мм), а значення довжини ЕМ-хвилі, що взаємодіє з ним, змінюється від 300 мм до 10 мм, то і природа взаємодії на різних частотах буде різною – від зони розсіювання Релея, через зону розсіювання Мі (резонансна зона) до зони оптичного розсіювання [185]. Це можна чітко спостерігати із рис. 4.2(а), де значення розсіювання зростає зі зростанням частоти ЕМ-хвилі, що взаємодіє з пропелером. В діапазоні частот від 5 ГГц до 12 ГГц для орієнтації пропелера в 90° та 270° видно збільшення розсіювання

при резонансі (рис. 4.2(а)), а також чітку синусоїдальну природу сигналу в залежності від кута повороту із максимумами на 90° та 270° (рис. 4.2(б)-(в)). В діапазоні частот від 18 ГГц до 25 ГГц спостерігається подібна резонансна картина, проте максимуми зміщені на 90° та проявляються при орієнтації пропелера 0° та 180° (рис. 4.2(г)-(г)). Це пов'язано із тим, що основний резонансний момент виникає в процесі взаємодії лопаті із ЕМ-хвилею при куті повороту на 90° , тобто в цей момент співвідношення довжини ЕМ-хвилі та ширини лопаті потрапляє в резонансну зону діаграми розсіювання [186].

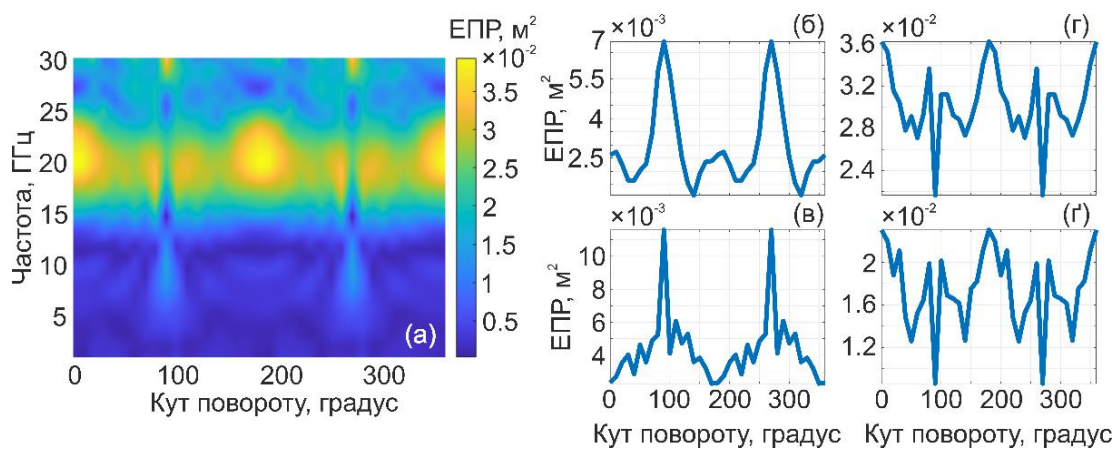


Рис 4.2. Розподіл спектру ЕПР в діапазоні частот від 2-30 ГГц, що є функцією кута повороту пропелера, отриманий шляхом моделювання – (а), значення ЕПР на частотах 5 ГГц, 12 ГГц, 20 ГГц та 25 ГГц – (б)-(г) відповідно [186].

4.2.1.2. Дослідження в діапазоні частот 65-110 ГГц

Розсіювання в діапазоні 65-110 ГГц через зменшення довжини хвилі має свої особливості. Перш за все, розсіювання від пропелера не є резонансним, а рівномірним у всьому діапазоні частот (рис. 4.3(а)). Це пояснюється тим, що довжина гвинта (110 мм) набагато більша за довжину хвилі (3-4 мм). Розсіювання на частотах, які охоплюються сучасними радарми, сильно відрізняється від розсіювання в мікрохвильовому діапазоні частот. Це видно із рис. 4.3(б)-(г), де спостерігається багато максимумів та мінімумів різної амплітуди та періодичності.

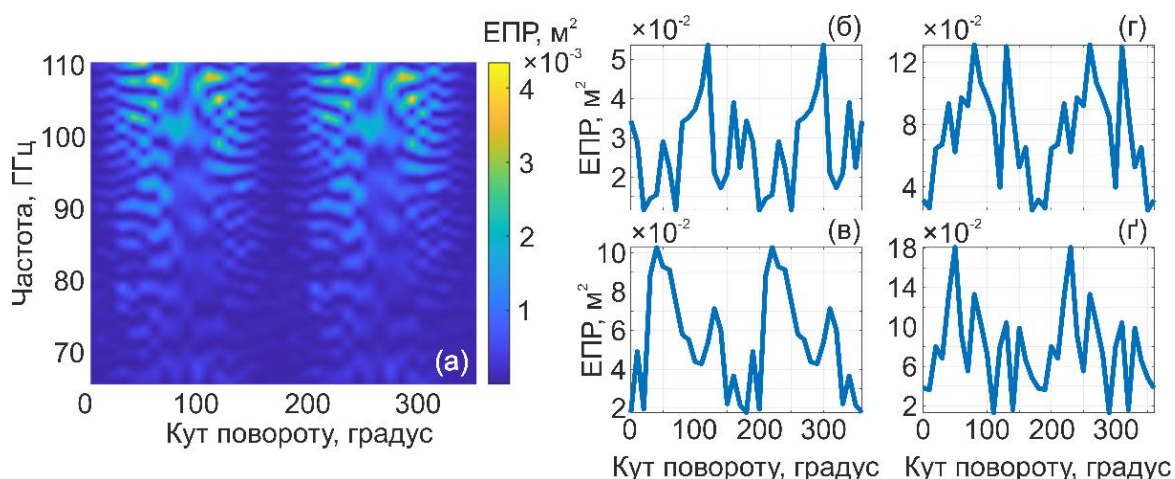


Рис 4.3. Розподіл спектру ЕПР в діапазоні частот від 65-110 ГГц отриманий шляхом моделювання як функція кута повороту пропелера – (а), значення ЕПР на частотах 80 ГГц, 90 ГГц, 100 ГГц та 110 ГГц – (б)-(г) відповідно.

4.2.2. Експериментальне дослідження ЕПР

Згідно з отриманими результатами комп'ютерного моделювання, було проведено експериментальні вимірювання для оцінки значення ЕПР для двох орієнтацій пропелера 90° та 0° градусів. Відповідний експериментальний макет наведено на рис. 4.4(а)-(б). Вимірювання проводились в сертифікованій безеховій камері в діапазоні частот 2–12 ГГц. Значення S_{11} -параметрів вимірювалися мережевим аналізатором (Keysight P9374A Network Analyzer, 300 КГц – 20 ГГц), що з'єднувався із широкосмуговою рупорною антеною (NATO IDPH-2018, 2–18 ГГц). Далі проводився розрахунок спектру ЕПР, шляхом нормування на еталонний розсіювач із відомим спектром ЕПР (металевий диск). Результати експериментального дослідження наведено на рис. 4.4(в). Видно значну різницю для різних значень кута повороту пропелера. Також має місце різке зростання значення ЕПР у діапазоні 8–11 ГГц, що відповідає зоні резонансів Мі.

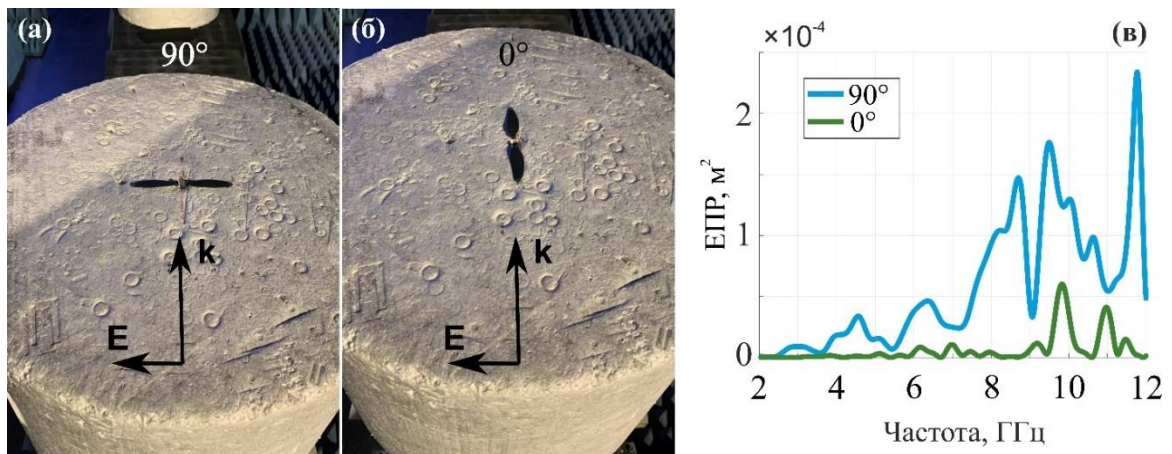


Рис. 4.4. Експериментальний макет двох орієнтацій пропелера 90° (а) та 0° (б) відносно вектору поширення падаючої ЕМ-хвилі k , а також їх спектри ЕПР в діапазоні частот 2–12 ГГц (в) [186].

4.3. Експериментальні вимірювання ефекту мікро-Доплера

4.3.1. Детектування ефекту мікро-Доплера в мікрохвильовому діапазоні частот за допомогою радару неперервної хвилі

Експериментальні вимірювання, що були представлені в попередньому розділі, проведені для статичного випадку, коли ЕМ-характеристики пропелера виміряно для фіксованих кутів повороту. Проте для детектування ефекту мікро-Доплера в динаміці необхідно провести вимірювання в часі, що може бути реалізовано, наприклад, з допомогою радару неперервної хвилі. Такий радар може бути легко реалізований у лабораторних умовах з використанням вищезгаданого мережевого аналізатора та антени, блок-діаграму якого наведено на рис. 4.5(а). Мережевий аналізатор повністю керувався з персонального комп'ютера за допомогою середовища програмування MatLab. До одного із портів аналізатора приєднувалась рупорна широкосмугова антена, що використана для передавання та приймання (Tx-Rx), в той час як аналізатор відображав значення S_{11} -параметрів в часі. Отримані данні зчитувалися і зберігалися на персональному комп'ютері (рис. 4.5(а)). Експериментальний макет в лабораторних умовах наведено на рис. 4.5(б), де видно використану антену та БПЛА, що зависає перед антеною.

З метою уникнення небажаних відбивань ЕМ-хвиль у досліджуваному діапазоні частот всі стінки навколо вимірювальної установки закладені спеціальними поглиначами. Спектри сигналів отримано за допомогою швидкого перетворення Фурє. Спектральна характеристика містить дві чіткі гармонічні складові 320 Гц і 340 Гц (рис. 4.5(в)). Ці гармонічні складові відповідають подвійним частотам обертання передніх і задніх пропелерів, оскільки лопаті за один повний оберт мають два максимуми відбивання в зворотному напрямку. Таким чином, для квадрокоптера продемонстровано можливість виявлення ефекту мікро-Доплера.

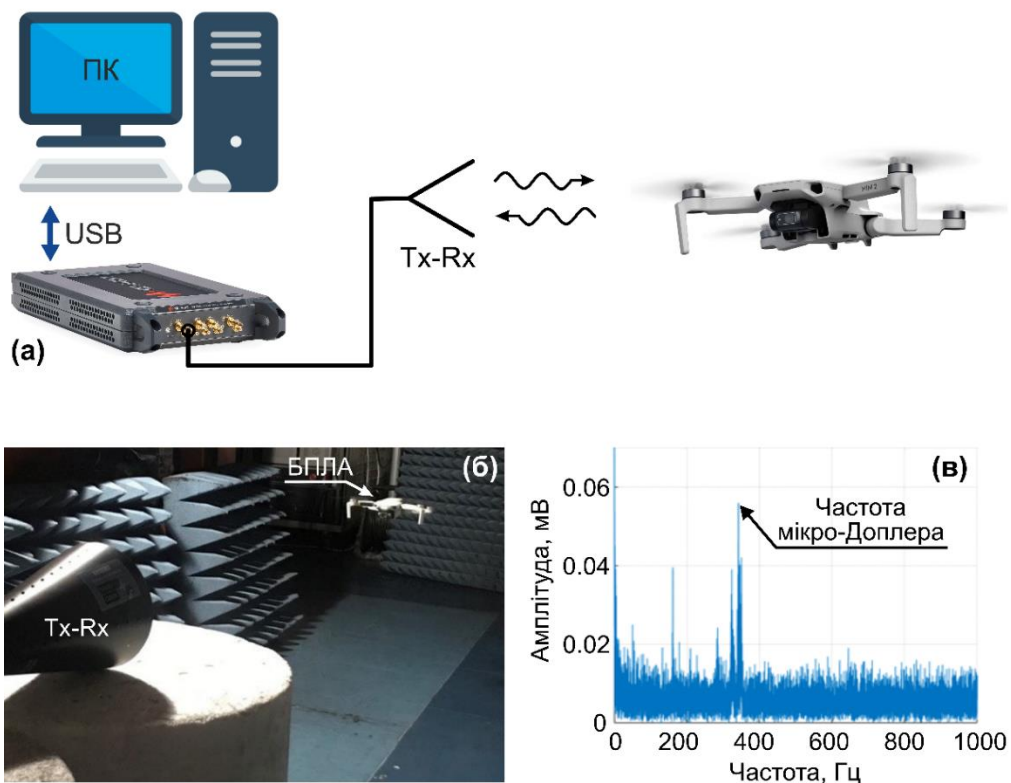


Рис. 4.5. Блок-діаграма експериментального макету радару неперервної хвилі, що складається із персонального комп'ютера, який здійснює контроль роботи мережевого аналізатора, що, в свою чергу, реалізує процес запису S_{11} -параметрів в часі, що продукуються відбитотою від пропелерів ЕМ-хвилею БПЛА (а), зовнішній вигляд експериментального макету в процесі вимірювання (б), а також спектральна діаграма з демонстрацією частоти мікро-Доплера (в) [186].

4.3.2. Детектування ефекту мікро-Доплера з використанням комерційного радару AWR1642

Експериментальне дослідження виявлення БПЛА за допомогою ефекту Доплера/мікро-Доплера було також проведено з допомогою комерційного автомобільного радару серії AWR1642. Цей радар використовує частотно-модульованої неперервної хвилі (frequency modulated continues wave – FMCW) із робочою смугою частот 4 ГГц (діапазон робочих частот 77-81 ГГц) [187]. Експериментальний макет вимірювальної установки наведено на рис. 4.6(а), де квадрокоптер DJI Mini 2 знаходиться на нерухомій платформі перед радаром із ввімкненими пропелерами. Оскільки роздільна здатність радару за дальністю становить 3,75 см, то є можливість детектувати зсув Доплера від кожного ротора окремо (рис. 4.6(б)). Цей зсув в кожний окремий момент часу і є ефектом мікро-Доплера. Більше того, відстань між точками в першій і другій вертикальних колонках дорівнює 0,13 м, що збігається з центрами переднього і заднього пропелерів (рис. 4.6(в)). Для візуалізації результатів, наведених на рис. 4.6(б)-(в), використано демонстраційну версію програмного забезпечення від компанії-виробника National Instruments (виробник радару типу AWR1642). На графіках зображено залежність відстані до об'єкту від радару уздовж поздовжньої та поперечної осей, а також залежність швидкості та відстані відповідно [186].

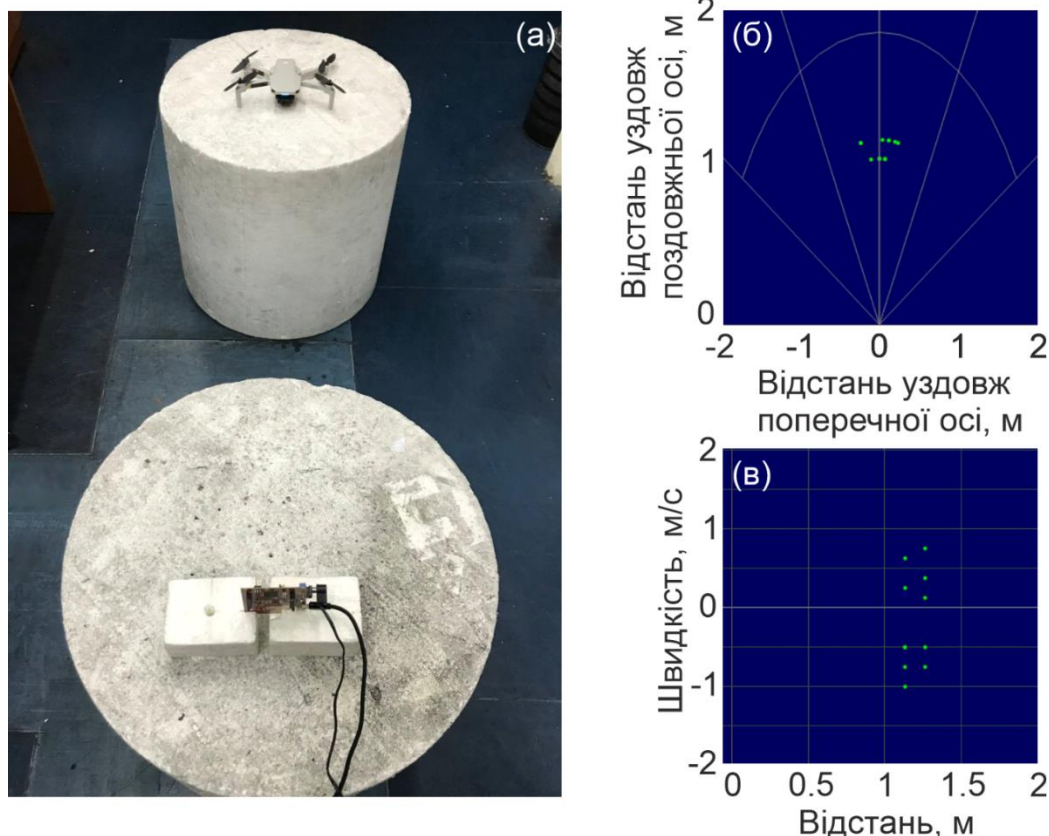


Рис. 4.6. Експериментальний макет процесу детектування ефекту мікро-Доплера з використанням радару типу AWR1642 (а) та вікна візуалізації відстані об'єкту від радару уздовж поздовжньої та поперечної осей (б), залежність швидкості згідно з ефектом Доплера від відстані (в).

4.4. Розроблення ЕМ-наліпок та принцип кодування БПЛА

Дизайн наліпок розроблений для роботи з радаром S-діапазону, що працює в межах частот від 2 ГГц до 4 ГГц з стандартною шириною смуги пропускання 100-200 МГц [165]. Цей діапазон використовується для компромісних рішень між роздільною здатністю і чутливістю до погодних умов, є найбільш поширеним для спостереження і моніторингу повітряних об'єктів. Для підтвердження концепції було обрано квадрокоптер DJI Mini 2 для нанесення маркування.

Експериментальні вимірювання проведені в безеховій камері (рис. 4.7(а)). Лопать БПЛА виготовлена з пластику та має довжину лише 55 мм, і тому на ній можна встановити резонансний диполь довжиною в

півхвилі (лише 5 см на частоті 3 ГГц) без використання меандрування. На рис. 4.7(б) показано фото БПЛА з наліпками, а на рис. 4.7(в) і (г) деталізовано елементи будови пропелера. Конструкція у вигляді меандру була розроблена таким чином, аби вступати в резонанс на частоті 3,35 ГГц (центральна частота в смузі пропускання радара). Комп'ютерні моделювання та симуляції проводились в програмному середовищі CST Microwave Studio. Оскільки диполь у формі меандру є резонансною структурою, він чутливий до впливу діелектриків, розташованих поблизу, зокрема до лопатей. Щоб врахувати цей вплив, оптимізація проводилася з урахуванням пластикових лопатей (рис. 4.7(в)). Розміри і характеристики матеріалу лопатей були взяті з [182-184] наступні: діелектрична проникність $\varepsilon = 2,8$, а тангенс кута втрат $\tan(\delta) = 0,0054$. Наліпки виготовлені шляхом вирізання деталі з мідної клейкої стрічки у вигляді фольги на фрезерно-свердлильному верстаті з ЧПК (числовим програмним керуванням) LPKF ProtoMat E33 у відповідності з розробленим дизайном. ЕПР лопаті з наклеюкою було виміряно в безеховій камері. Результати наведені на рис. 4.7(г) і повністю відповідають моделюванню, що підтверджується яскраво вираженим максимумом на частоті 3,35 ГГц [188-189].

На наступному етапі лопаті знову встановили на двигун БПЛА. На рис. 4.7(д) і (е) показано випадки різної орієнтації лопаті з наліпкою відносно поляризації падаючого поля. Максимальне розсіювання спостерігається при положенні пропелера на рис. 4.7(д), тоді як для випадку (е) розсіювання мінімальне. Щоб підтвердити це твердження дослідним шляхом, було знято ЕПР всього БПЛА, маркованого однією наліпкою, для 2 ортогональних орієнтацій. Важливою величиною в цьому випадку є диференціальна ЕПР (різниця в розсіюванні, яка залежить від орієнтації лопатей). Спектр диференціальної ЕПР наведений на рис. 4.7(г), і демонструє виражений пік на частоті, де наліпка має резонанс. Це свідчить про те, що все тіло безпілотної має дуже малий вплив на дипольний резонанс. Диференціальна ЕПР становить 10^{-3} м^2 , що можна порівняти з ЕПР всієї конструкції. Звідси слідує, що коли

сигнал Доплера цілі видно з відстані понад 5 км, то її можна класифікувати за допомогою сигналу мікро-Доплера, створеного наліпкою, з тієї ж відстані.

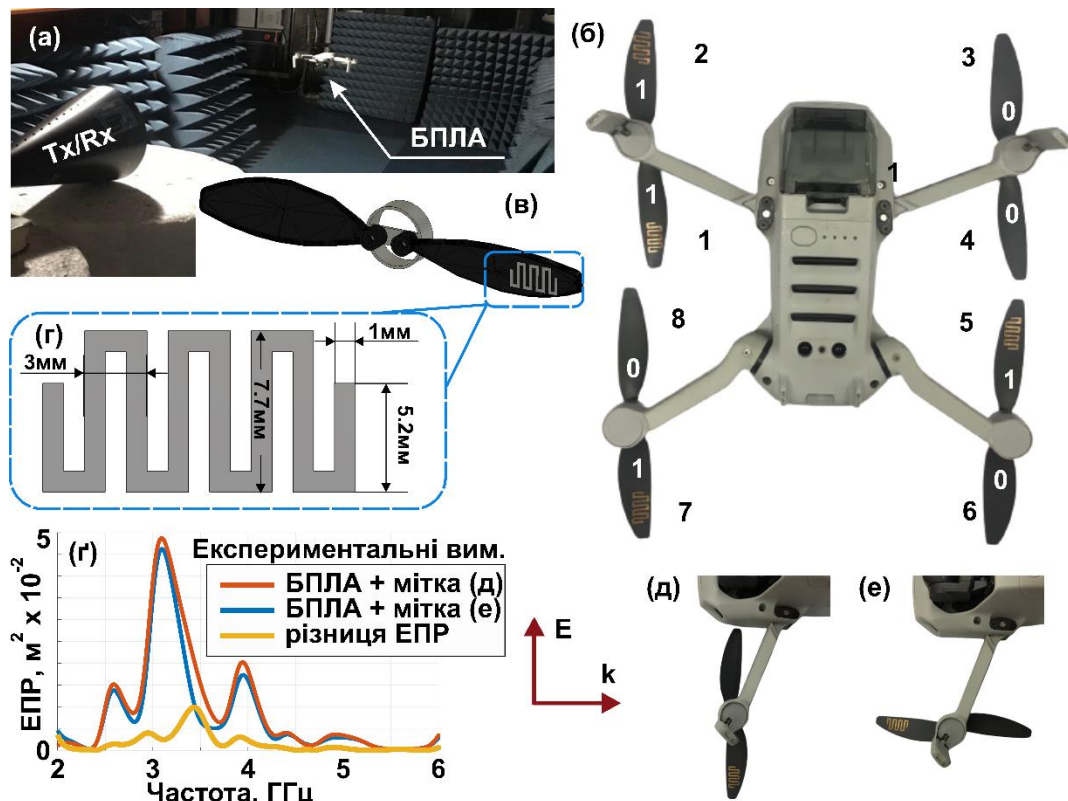


Рис. 4.7. (а) Експериментальний макет БПЛА в безеховій камері. Радар неперервної хвилі реалізовано за допомогою мережевого аналізатора та Tx/Rx антени. (б) Макет квадрокоптера з маркуванням, що ілюструє принцип кодування. Кожна лопать має порядковий номер від 1 до 8, який є основою для 8-бітового двійкового числа. Кожен біт відповідає 0 (без наліпки на лопаті) або 1 (якщо наліпка присутня). Для прикладу наведено код '11001010'. (в) Схема розташування диполя у вигляді меандру на лопаті з CST. (г) Зовнішній вигляд оптимізованого меандру. (г) Спектри ЕПР наліпки на лопаті. Диференціальна ЕПР вимірюється як різниця між ЕПР в положенні (д) за вирахуванням положення в позиції (е) пропелера із маркуванням.

4.5. Принцип кодування шляхом введення резонансних дипольних розсіювачів на лопаті

Обладнання, зображене на рис. 4.7(а), використовувалося для оцінки ефекту мікро-Доплера після маркування лопатей та дослідження різних конфігурацій (кодів) наліпок в умовах високого співвідношення сигнал/шум перед проведенням експериментів в реальних умовах. Експериментальна установка складається з радару неперервної хвилі на основі мережевого аналізатора і БПЛА, що літає перед горизонтально поляризованою антеною радару, розташованою на відстані 2 метри. Радар має високу роздільну здатність за частотою, яка досягається шляхом оброблення часових кривих комплексних S_{11} -параметрів, отриманих за допомогою мережевого аналізатора. Вимірювання повністю контролювалося за допомогою комп'ютера, що робить отримані експериментальні дані відтворюваними. Для дослідження кожної комбінації наліпок виділялося 10 секунд на об'єкт, і за цей час реєструвалися дані для 50001 точок вимірювань. Кожна точка є комплексним значенням коефіцієнта відбивання S_{11} -параметрів, вимірюного для сигналу шириною спектру 100 кГц в області носійної частоти. Із врахуванням середньої кутової швидкості лопатей, різниця між окремими вимірами в часі відповідає 10 градусам повороту лопаті. Це значення достатнє для проведення подальшого оброблення сигналу.

Спочатку досліджено коди '10000000' та '11000000'. На рис. 4.8(а) і (б) наведено спектрограми з перекриттям між сусідніми сегментами 50% і часовим вікном 0,33 с, а на рис. 4.8(в) – спектр сигналу радіолокаційного відлуння після оброблення для всього 10-секундного відрізка часу спостереження. Для випадку з однією маркованою лопаттю (код '10000000') базовий спектр демонструє спектр мікро-Доплера з рівновіддаленими кроками ~ 160 Гц, що відповідає кутовій швидкості обертання ротора. Таку ж поведінку можна побачити на спектрограмі разом з незначною часовою динамікою спектру мікро-Доплера. Така поведінка є очікуваною, оскільки БПЛА зависає в одному і тому ж місці, проте постійно рухається навколо

точки рівноваги. Коли дві лопаті одного ротора марковані (код '11000000'), непарні гармоніки кратні 160 Гц стають менш помітними (майже зникають) в базовому спектрі. Це досить очікуваний результат, оскільки лопать стає симетричною (має радіальну симетрію відносно центру обертання). Через це у спектрі переважають парні гармоніки. Наведений приклад дозволяє зрозуміти механізми кодування, за допомогою яких конфігурація наліпки пов'язана з базовим спектром мікро-Доплера. Для порівняння на рис. 4.9(г), (г) і (д) показано той самий сценарій для експерименту в реальних умовах. Хоча схема експерименту під відкритим небом буде детально розглянута пізніше, тут чітко видно, що структура спектрограми залишається незмінною, але лінії стають ширшими. Це явище пов'язане виключно зі стабільністю балансування в повітрі. В реальних умовах БПЛА змушений боротися з поривами вітру, які впливають на швидкість пропелера, спричиняючи додаткові коливання для збереження положення і швидкості обертання БПЛА.

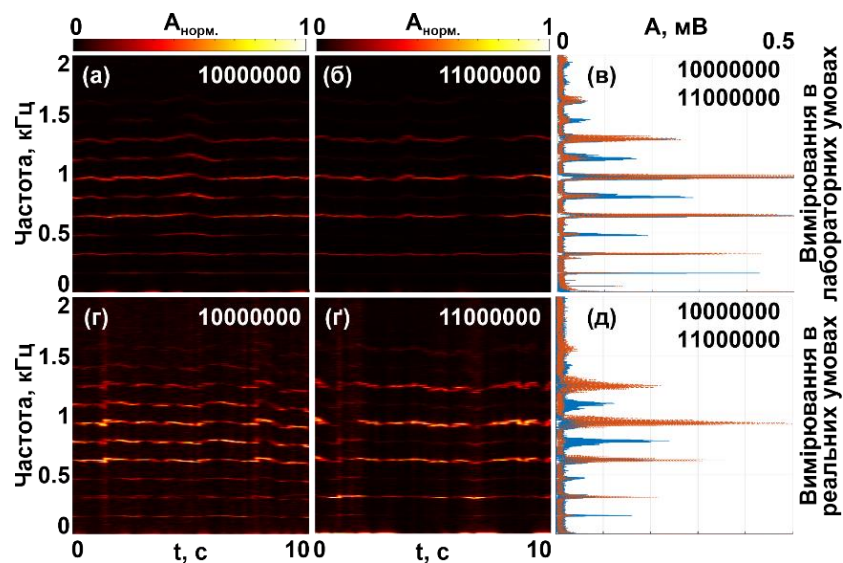


Рис. 4.8. Спектри мікро-Доплера основного діапазону частот для БПЛА з однією та двома наліпками на одному роторі: (а), (б) і (в) експерименти в лабораторних умовах; (г), (г) і (д) експерименти в реальних умовах; (в) та (д) спектри мікро-Доплера в базовій смузі, отримані на основі 10-секундного спостереження за об'єктом [188-189].

Щоб продемонструвати помітні відмінності між кодами, було досліджено багато інших конфігурацій. Кілька прикладів спектрограм наведено на рис. 4.9. Збір даних проводився за тих самих умов, що й раніше. Як видно сукупність отриманих сигналів, можна візуально відрізнити один від одного. Однак просте виділення непарних і парних гармонік вже неможливе. Ця проблема є основою для алгоритмів машинного навчання, які в подальшому будуть досліджуватися на предмет того, яким чином можна реалізувати можливості дистанційного розпізнавання маркувань.

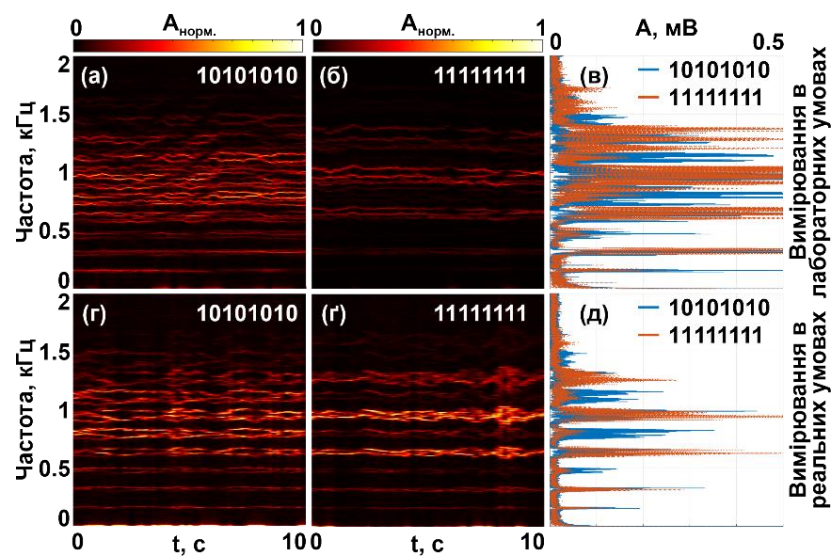


Рис. 4.9. Спектри мікро-Доплера основного діапазону частот для БПЛА з однією та двома наліпками на кожному роторі: (а), (б) і (в) експерименти в лабораторних умовах; (г), (ґ) і (д) експерименти в реальних умовах; (в) та (д) спектри мікро-Доплера в базовій смузі, отримані на основі 10-секундного спостереження за об'єктом [188].

4.6. Детектування рухомого БПЛА в реальних умовах

Незважаючи на те, що режим зависання БПЛА дозволяє одержати сигнал мікро-Доплера з високим співвідношенням сигнал/шум і є зручним для проведення попередньої оцінки, реальні умови польоту суттєво відрізняються від цього режиму. Щоб оцінити вплив руху, навіть у спрощеному вигляді, БПЛА рухався в напрямку антени радара на відкритій місцевості. На

рис.4.10(а) показано фото експерименту, з варіантом кодової конфігурації '10000000'. Відповідна спектрограма наведена на рис. 4.10(б). Використовувався зондувальний неперервний сигнал потужністю 10 дБм. При $t = 0$ БПЛА почав летіти в напрямку радару зі швидкістю руху 1,3 м/с. Початкова відстань до антени становила 10 м. На спектрограмі можна виділити п'ять основних частин – (I) БПЛА знаходиться занадто далеко і співвідношення сигнал/шум недостатнє для виявлення, (II) співвідношення сигнал/шум достатнє для виявлення рухомої цілі (за допомогою ефекту Доплера), але співвідношення сигнал/шум занадто низьке, щоб побачити ефект мікро-Доплера, (III) видно як ефект Доплера, так і ефект мікро-Доплера, (IV) БПЛА зависає поруч з антеною радару (на відстані 0,2 м) і все ще рухається всередину, і (V) БПЛА перебуває поруч з антеною (на відстані 1,5 м), але рухається назовні.

З проведеного аналізу отриманих даних можна зробити кілька цікавих висновків. Перший з них стосується потенційної дальності виявлення, яка може бути визначена на основі рівняння радіолокації. Дальність залежить від четвертого кореня з потужності випромінювання (4.1) [42, 190]. Якщо порівняти виявлення на відстані ~ 5 м з потужністю сигналу 10 дБм (як в проведеному експерименті на відкритому повітрі) і масштабувати результати на сучасні високоякісні радари, що випромінюють сигнал потужністю в межах кВт – МВт, то запропонована методика може дозволити класифікувати малі БПЛА на відстані близько $R_{max} = 3-5$ км.

$$R_{max} = \sqrt[4]{\frac{P_s G^2 \lambda^2 \sigma}{P_{e_{min}} (4\pi)^3 L_{ges}}}, \quad (4.1)$$

де P_s - потужність випромінювання [Вт]; G - коефіцієнт підсилення антени Tx/Rx (якщо та сама антена використовується для передачі і прийому) [лінійна шкала]; λ - середня довжина хвилі [м], c - швидкість світла; σ – ЕПР [м²]; $P_{e_{min}}$ – мінімальна потужність прийому [Вт]; L_{ges} – коефіцієнт втрат [лінійна шкала], який враховує атмосферні втрати, узгодження з фільтром,

передачу/прийом і кілька інших ймовірних факторів втрат [191]. Параметри реальних радіолокаційних систем (наприклад, [165]) можна підставити в рівняння 4.1 і отримати навіть кращі показники дальності виявлення. Зокрема, коефіцієнт підсилення використаної антени становить 10 дБ, тоді як високоякісні радіолокаційні системи можуть мати передній фронт 30-40 дБ.

Другий висновок вказує на те, що цілі, які летять відносно повільно, спектри Доплера та мікро-Доплера в основному діапазоні частот добре розрізняються. Наприклад, для частот в межах кГц яким відповідають швидкості 100 м/с виникнення пасивних завад мало ймовірно.

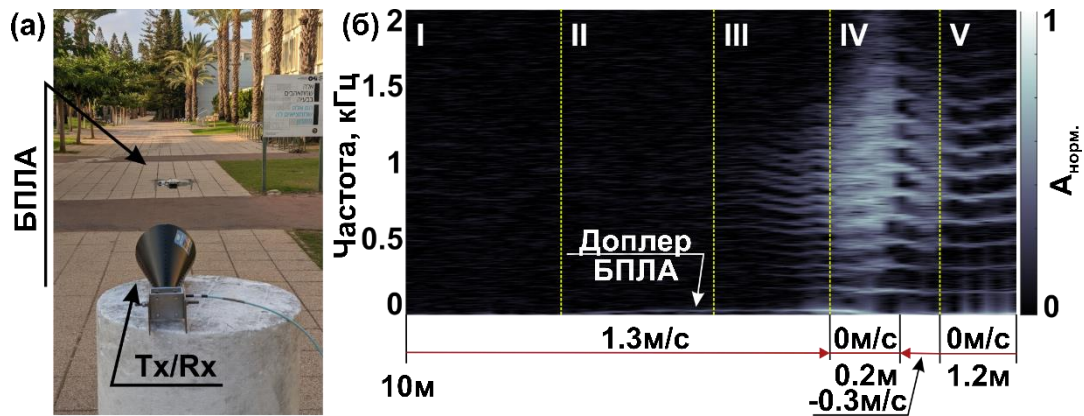


Рис. 4.10. Дослідження рухомого БПЛА в реальних умовах: (а) фото експерименту під відкритим небом – політ на малій висоті перед антеною радара. (б) Спектрограма польоту БПЛА з кодом '10000000'.

Третій висновок полягає в тому, що сигнали залежать від взаємного розміщення БПЛА та антени. З однієї сторони, це ускладнює процедуру навчання машинних алгоритмів для класифікації, але, з іншої, за умови достатнього співвідношення сигнал/шум, дозволяє отримати більше інформації. Ці аспекти, втім, виходять за рамки першого дослідження з цієї серії досліджень.

4.7. Ідентифікація БПЛА із різними кодами ідентифікаторами.

Оцінка співвідношення сигнал/шум

Наступним кроком є оцінка здатності розрізняти коди для різних співвідношень сигнал/шум. Існує чимало методів виявлення та класифікації цілей на основі аналізу спектрограм вторинного випромінювання, зокрема відстежують зміну частоти зсуву ефекту Доплера у часі [46, 163]. За допомогою короточасного перетворення Фур'є (STFT) продемонстровано аналіз ефекту мікро-Доплера від помахів рук і ніг людини [179-180, 192], лопатей гелікоптера, помахів пташиних крил [193]. Перевагою цієї методики є зв'язок між фізичною моделлю і даними, наприклад, як це було продемонстровано на рис. 4.8 та 4.9. Недоліком є вимога до достатнього співвідношення сигнал/шум, що також буде видно з досліджень, наведених нижче.

Алгоритми машинного навчання (у тому числі нейромережі) можуть самостійно знаходити закономірності у спектрах. Проблемою є необхідність великого обсягу даних для їх навчання та відносно висока чутливість до даних, для яких метод не був натренований. Останнє, створює ряд загроз, наприклад, для ведення радіоелектронної боротьби. Вибір методу аналізу залежить від таких факторів, як конкретне призначення, характер цілі та її руху, наявні дані і бажаний рівень деталізації аналізу.

Ефективність розпізнавання об'єктів було досліджено за допомогою двох методів: найменших квадратів (LS) та комп'ютерної згорткової нейромережі (CNN) [194]. Щоб підтвердити концепцію, використано чотири різні коди (розташування наклейок - '00001111', '11111111', '10000000', '10101010'). При вимірюваннях вважалося, що співвідношення сигнал/шум достатньо високе, що лише наближено відповідає реальним умовам. Незважаючи на послаблення завад, у приймачі виникають власні шуми. Наявний набір даних було розділено на навчальну та дослідну у пропорції 80% на 20%. Щоб оцінити вплив шуму на ймовірність виявлення, до вимірювань було навмисно додано білий Гаусовий шум. Для проведення статистичного

оцінювання було виконано 1000 комп'ютерних розрахунків з різною генерацією шуму. Потім було визначено ймовірність правильної ідентифікації. Зауважимо, що область пошуку тут дуже обмежена і містить лише 4 класи. Отже, ймовірність виявлення навіть при дуже низькому співвідношенні сигнал/шум не може впасти нижче 25% від випадкового вгадування.

Перший застосований метод – це метод найменших квадратів [195]. Алгоритм використовує швидке перетворення Фур'є еталонного сигналу і порівнює його з вимірюваннями із шумом, використовуючи ℓ^2 -норму (інтеграл від квадрату різниць), застосовану до нормалізованих сигналів. Класифікація виконується шляхом пошуку найкоротшої відстані між чотирма існуючими кодами. Залежність ймовірності правильної ідентифікації від співвідношення сигнал/шум наведено на рис. 4.11(б). З рисунку випливає (див. червону криву), що метод найменших квадратів забезпечує точність відновлення 98-100% при рівні співвідношення сигнал/шум вище 12 дБ [188].

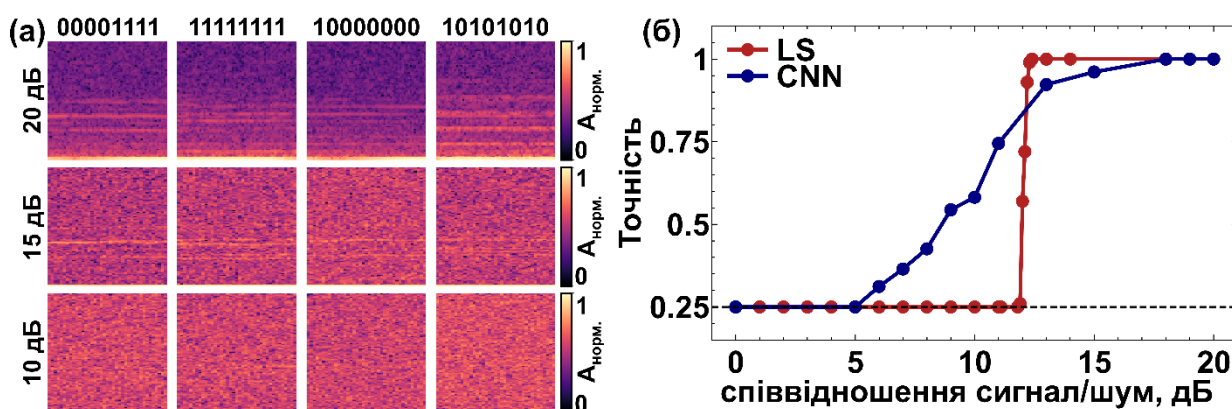


Рис. 4.11. Класифікація кодів мікро-Доплера: (а) Спектрограми мікро-Доплера для 4 різних кодів, отримані при різних значеннях співвідношення сигнал/шум (синтетичні дані). (б) ймовірність виявлення. Червона крива – аналіз методом найменших квадратів, синя – згорткова нейронна мережа, застосована до набору зображень (приклади на панелі (а)) [188-189].

Іншим застосованим методом рішення задачі класифікації з декількома мітками був використаний алгоритм комп'ютерного зору. Для аналізу спектрограм було обрано згорткову нейронну мережу. Початковий набір даних піддавався попередній обробці та аргументації. З початкового часового ряду було обрано 20 випадкових вибірок розміром 1000, що відповідає 1 секунді вимірювань. Для кожного з отриманих часових рядів була згенерована спектрограма, яку було представлено у вигляді рисунка з роздільною здатністю 500×500 пікселів. В результаті отримано набір даних 460 анованих зображень, які були використані для навчання нейронної мережі. Розроблена згорткова нейронна мережа описується за допомогою 12,845,828 параметрів. Використовувався оптимізатор Адама та функція перехресних втрат ентропії. Модель була навчена на 80% лабораторних даних і протестована на інших 20%. Спектрограми для чотирьох розглянутих кодів з різними рівнями адитивного Гаусового шуму наведено на рис. 4.11(а). Хоча частоти мікро-Доплера можна чітко виокремити при високому значенні співвідношення сигнал/шум, вони стають непомітними на фоні шуму при співвідношенні сигнал/шум менше 12 дБ. Синя крива на рис. 4.11(б) демонструє ймовірність виявлення. Як і очікувалося, графіки збігаються для випадкової класифікації на рівні 25% для низького значення співвідношення сигнал/шум і для повної ідентифікації для високого значення (понад 20 дБ) співвідношення сигнал/шум. Крім того, алгоритм CNN перевершує метод найменших квадратів при низьких значеннях співвідношення сигнал/шум, що є досить важливим у випадку вимірювання на відкритій місцевості. Алгоритм може бути вдосконалений за допомогою гіперпараметричного налаштування, збільшення кількості параметрів мережі та збору більшої кількості даних спектрограм, а отже, використання меншої кількості синтетичних даних.

Щоб оцінити придатність методу, вимірювання проведено в реальних умовах при дії сильних завад на низькій висоті польоту. Крім того, було оцінено 7 різних кодів (замість 4). Після доповнення 80% даних використано для навчання згорткової нейронної мережі. На решті 20% оцінено точність, що

в порівнянні з алгоритмом CNN середньому становила приблизно 78% при співвідношенні сигнал/шум на рівні 12 дБ, а точність відновлення до 98% забезпечувалась, коли співвідношення сигнал/шум становили більше 18 дБ [188]. Такий результат підкреслює необхідність інтенсивного збору даних, що добре відомо в галузі класифікації об'єктів.

Висновки до розділу 4

Потреба у підвищенні ефективності моніторингу наземними системами, які використовують радіолокаційні системи, обумовлює актуальність використання пасивних методів контролю. Запропоновано та продемонстровано рішення для пасивного маркування і кодування БПЛА із малим значенням ЕПР. У порівнянні з активними рішеннями, які спрямовані на безперервне передавання координат БПЛА, пасивні структури не перевантажують трафік безпроводного детектування і є менш чутливими до перешкод. Підхід базується на маркуванні лопатей БПЛА на прикладі квадрокоптера DJI Mini 2 резонансними наліпками, які ефективно взаємодіють із падаючими ЕМ-хвилями, що випромінюються радарними системами. Приведені в обертальний рух, резонатори генерують унікальні згідно зі своєю геометрією патерни ефекту мікро-Доплера, зі значеннями частот значно вищими порівняно з тими, що генеруються БПЛА без маркування. Ці унікальні для цілі патерни стають помітними з великих відстаней, які можуть досягати 3-5 км за умови використання високоякісних систем радіолокаційного моніторингу. Цей новий підхід був випробуваний як в лабораторних умовах, так і в умовах відкритого неба на невеликому БПЛА, маркованому кількома кодами, що дозволило верифікувати методологію. Отримано ймовірності правильного розпізнавання не менше 0,98 при співвідношенні сигнал/шум 20 дБ. З огляду на кількість ступенів свободи мітки, запропонований метод може конкурувати з активними транспондерами і навіть пропонувати ефективне рішення в умовах сильних завад, низьких висот польоту та міського середовища. Ці аспекти стануть критично

важливими в майбутніх застосуваннях, де невеликі БПЛА, за прогнозами, відіграватимуть ключову роль у місіях з доставки, трансформуючи логістику і динаміку перевезень.

ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі здійснено детальний аналіз сучасного наукового та технічного стану комунікаційних систем, пов'язаних із питанням близькопольової та далекопольової взаємодії, дослідженням та розробленням складових компонентів, що характеризуються контрольованим ЕМ-відгуком для модифікування як провідних (фільтри з незмінними параметрами та адаптивні фільтри, системи контролю доступу із електронним та механічним налаштуванням характеристик ЕМ-сигналів тощо), так і безпроводних ліній зв'язку (пристрої розсіювання енергії ЕМ-хвиль із фіксованим та контрольованим в часі значенням ЕПР, із можливістю модуляції значення ЕПР шляхом електронного та механічного налаштування параметрів тощо). Із результатів аналізу випливає, що базовими компонентами розсіювачів є електричні та магнітні дипольні елементи, які представляють собою металеві провідники та РКР відповідно. Комбінації цих елементів в метаповерхні чи об'ємні метаматеріали можуть демонструвати нові властивості (наприклад, ефект надрозсіювання), забезпечувати контроль ЕМ-параметрів ліній передавання, ЕПР та багато інших з можливістю їх застосування в провідних та безпроводних системах зв'язку.

Вирішення поставлених задач дозволило отримати ряд наукових та практичних результатів. Основний акцент зроблено на дослідженні РКР та можливої варіації їх геометричних параметрів для досягнення керування частотним відгуком – значенням резонансної частоти в широкому діапазоні частот. Варто зазначити, що загальні геометричні розміри РКР залишались незмінними 15 на 15 мм, а оптимізація стосувалась тільки геометричних параметрів внутрішньої частини РКР: а) зміну довжини перекриття внутрішніх металевих доріжок ($n = 1:1:13$ мм та $n = 13,5$ мм); б) значення розрізу між ними ($g = 0,1:0,1:1$ мм); в) заміну прямих металевих доріжок на гребінчасте мікросмужкове заповнення і зміну при цьому значення розрізу ($g = 1:1:10$ мм); г) введення радіокомпонентів, що здатні змінювати свої характеристики в залежності від прикладеної до них напруги зсуву –

варакторів, що змінюють свою ємність неперервно, та транзисторів, що можуть функціонувати в ключовому режимі та змінювати свій стан дискретно. Щодо перших трьох (а, б, в), шляхом удосконалення методу дослідження РКР вперше вдалось забезпечити діапазон контролю резонансної частоти від 0,65 ГГц до 2,2 ГГц. Це дозволило отримати: пристрій аналізу АЧХ у реальному часі на базі Arduino, що характеризується низькою собівартістю; пристрій контролю доступу, що при наявності РКР 14 типів забезпечує простір ключів $K = 10^{15}$; фільтр, що в залежності від відстані між сусідніми РКР може змінювати смугу пропускання від 60 МГц до 250 МГц. Щодо пункту г), то введення часозмінних радіокомпонентів дозволило реалізувати адаптивний фільтр, здатний змінювати смугу робочих частот від 110 МГц до 180 МГц навколо центральної частоти 1 ГГц, а також адаптивний пристрій розсіювання енергії ЕМ-хвиль.

Можливість модифікації загальних геометричних розмірів РКР та зміни взаємного розміщення декількох РКР в просторі, їх комбінування із електричними дипольними розсіювачами дозволило вперше розробити дизайн розсіювача, реалізувати його експериментальний макет, який характеризується значенням ЕПР, близьким до 1 м^2 , при його геометричних розмірах порядку 3-5 довжин хвилі та функціонує в широкому діапазоні частот, що складає 20% відносно центральної частоти 10 ГГц. Розроблення розсіювача здійснено шляхом застосування генетичного алгоритму, здатного здійснювати швидкий перебір можливих комбінацій електричних і магнітних диполів із врахуванням їх взаємного розміщення і ЕМ-характеристик та видавати дизайн структури. Отримані зразки таких структур є достатньо легкими і задовольняють вантажопідйомність малих БПЛА, таких як квадрокоптер DJI Mini 2. Їх застосування дозволяє збільшити відстань детектування цілі в 1,5-5 разів, залежно від розмірів структури $2 \times 2 \times 2$ чи $3 \times 3 \times 3$. Такий пристрій – надрозсіювач – було протестовано в реальних умовах та проаналізовано його ефективність у випадку наявності шумів. Результат показав, що часткове детектування квадрокоптера можливе навіть при

додаванні ~60 дБ шуму при маркуванні даного квадрокоптера структурою з розмірністю 2x2x2. У процесі вимірювання здійснювалось детектування частоти Доплера малопомітних цілей на основі удосконаленого у дисертаційній роботі методу з використанням радару неперервної хвилі. Обов'язковою умовою для цього було досягнення об'єктом позиції радару за час неперервного вимірювання.

На відміну від ефекту Доплера, ефект мікро-Доплера дає можливість розпізнавати типи об'єктів за рахунок мікроколивань або вібрацій, що є унікальними для рухомих або нерухомих об'єктів. Складові більшості малих БПЛА, зокрема квадрокоптера DJI Mini 2, є діелектричними матеріалами, що характеризуються малим значенням ЕПР. Детектування ефекту мікро-Доплера від лопатей даного квадрокоптера можливе за умови достатнього рівня співвідношення сигнал/шум. Натомість, рівень детектування ефекту мікро-Доплера є набагато вищим для резонансних металевих вібраторів, таких як електричний чи магнітний диполі. На основі цього було вперше запропоновано метод ідентифікації БПЛА шляхом маркування його лопатей пасивними резонансними розсіювачами різних комбінацій, що еквівалентно заданню спеціальних кодів для створення унікальних патернів відбитої ЕМ-хвилі. Це дозволяє вирішити не тільки такі задачі як значне підвищення ЕПР, ідентифікацію та класифікацію об'єктів детектування (наприклад, розрізняти птахів та БПЛА, а також різні типи БПЛА), а й ідентифікувати БПЛА однакового типу та розпізнавати «свій-чужий», що є вперше запропонованим методом пасивної ідентифікації. Метод залишається ефективним при співвідношенні сигнал/шум, рівному 20 дБ, забезпечуючи точність ідентифікації вище 98%.

Наукові та практичні результати дисертаційної роботи відкривають ряд можливих актуальних застосувань, зокрема удосконалення ліній передавання систем зв'язку і радарних технологій для покращення детектування та ідентифікування об'єктів із критично малим значенням ЕПР. Отримані результати також демонструють низку перспективних наукових та інженерних

підходів до розв'язання подібних задач, що охоплюють не лише традиційні методи радіоінженерії, а й сучасні інноваційні підходи, в тому числі генетичні алгоритми та машинне навчання.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ

- [1] *Rayleigh- versus Mie- Scattering and Optical Region - Radartutorial*. (n.d.-a). Retrieved January 24, 2025, from <https://www.radartutorial.eu/01.basics/Rayleigh-%20versus%20Mie-Scattering.en.html>
- [2] Harrington, R. F. (2001). *Time-Harmonic Electromagnetic Fields* (2nd ed.). Wiley-IEEE Press.
- [3] Luk'yanchuk, B. S., Tribelsky, M. I., Ternovsky, V., Wang, Z. B., Hong, M. H., Shi, L. P., & Chong, T. C. (2007). Peculiarities of light scattering by nanoparticles and nanowires near plasmon resonance frequencies in weakly dissipating materials. *Journal of Optics A: Pure and Applied Optics*, 9(9), 294–300. <https://doi.org/10.1088/1464-4258/9/9/S03>
- [4] Born, M., & Wolf, E. (1999). *Principles of Optics*. Cambridge University Press. <https://doi.org/10.1017/CBO9781139644181>
- [5] Bohren, C. F., & Huffman, D. R. (1998). Absorption and Scattering of Light by Small Particles. *Absorption and Scattering of Light by Small Particles*. <https://doi.org/10.1002/9783527618156>
- [6] Hulst, H. C. van de. (1981). *Light scattering by small particles*. Dover Publications.
- [7] Hansen, R. C. (2006). *Electrically Small, Superdirective, and Superconducting Antennas*. John Wiley & Sons, Inc.
- [8] Ziolkowski, R. W. (2023). Superdirective Unidirectional Mixed-Multipole Antennas: Designs, Analysis, and Simulations. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 71(7), 5566–5581. <https://doi.org/10.1109/TAP.2023.3267494>
- [9] Vovchuk, D., Uziel, G., Machnev, A., Porins, J., Bobrovs, V., & Ginzburg, P. (2023). Genetically Synthesized Supergain Broadband Wire-Bundle Antenna. <https://doi.org/10.21203/RS.3.RS-3490463/V1>
- [10] Ziolkowski, R. W. (2017). Using huygens multipole arrays to realize unidirectional needle-like radiation. *Physical Review X*, 7(3), 031017. <https://doi.org/10.1103/PHYSREVVX.7.031017/FIGURES/19/MEDIUM>
- [11] Margetis, D., Fikioris, G., Myers, J. M., & Wu, T. T. (1998). Highly directive current distributions: General theory. *Physical Review E*, 58(2), 2531–2547. <https://doi.org/10.1103/PhysRevE.58.2531>
- [12] Harrington, R. (1958). On the gain and beamwidth of directional antennas. *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, 6(3), 219–225. <https://doi.org/10.1109/TAP.1958.1144605>
- [13] Pigeon, M., Clemente, A., Delaveaud, C., & Rudant, L. (2014). Analysis of Harrington limit for electrically small antenna directivity. *8th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2014*, 2921–2925. <https://doi.org/10.1109/EUCAP.2014.6902438>
- [14] Harrington, R. F. (1958). On the Gain and Beamwidth of Directional Antennas. *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-6(3), 219–225. <https://doi.org/10.1109/TAP.1958.1144605>

- [15] Geyi, W. (2003). Physical limitations of antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51(8), 2116–2123. <https://doi.org/10.1109/TAP.2003.814754>
- [16] Ruan, Z., & Fan, S. (2010). Superscattering of light from subwavelength nanostructures. *Physical Review Letters*, 105(1), 013901. <https://doi.org/10.1103/PhysRevLett.105.013901>
- [17] Ruan, Z., & Fan, S. (2011). Design of subwavelength superscattering nanospheres. *Applied Physics Letters*, 98(4), 96–99. <https://doi.org/10.1063/1.3536475>
- [18] Paul, D. D. (2010). Optical Metamaterials: Fundamentals and Applications. *Physics Today*, 63(9), 57–58. <https://doi.org/10.1063/1.3490504>
- [19] Vovchuk, D., Kosulnikov, S., Nefedov, I., Tretyakov, S., & Simovski, and C. R. (2015). Multi-Mode Broadband Power Transfer through a Wire Medium Slab (Invited Paper). *Progress In Electromagnetics Research*, 154, 171–180. <https://doi.org/10.2528/PIER15111908>
- [20] Andriiichuk, K., Derevesnikova, Y., Tkach, V., & Haliuk, S. (2022). Wire Media Applications for Devices of EM Power Transfer at Broad Microwave and Sub-THz Frequency Bands (Survey). *Proceedings - 16th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering, TCSET 2022*, 622–627. <https://doi.org/10.1109/TCSET55632.2022.9766870>
- [21] Vovchuk, D., & Khobzei, M. (2020). Investigation of Frequencies Characteristics of Modified Waveguide Aperture by Wire Media. *Progress In Electromagnetics Research Letters*, 93, 59–64. <https://doi.org/10.2528/PIERL20070107>
- [22] Kusunoki, M., Suzuki, T., Honjo, C., Hirayama, T., & Shibata, N. (2002). Selective synthesis of zigzag-type aligned carbon nanotubes on SiC (0 0 0 –1) wafers. *Chemical Physics Letters*, 366(5–6), 458–462. [https://doi.org/10.1016/S0009-2614\(02\)01463-X](https://doi.org/10.1016/S0009-2614(02)01463-X)
- [23] *Theory and Phenomena of Metamaterials - Filippo Capolino - Google книги*. (n.d.). Retrieved January 24, 2025, from https://books.google.co.il/books?hl=uk&lr=&id=0PMnYo8hva8C&oi=fnd&pg=PP1&dq=Theory+and+phenomena+of+metamaterials&ots=HGy_JnL1-r&sig=XRfDFuNW-wMkwusC3yEAJ1cljyU&redir_esc=y#v=onepage&q=Theory%20and%20phenomena%20of%20metamaterials&f=false
- [24] Vovchuk, D., Khobzei, M., Tkach, V., Eliiashiv, O., Tzidki, O., Grotov, K., Bobrovs, V., Glam, A., & Ginzburg, P. (2024). Micro-Doppler Encoding for Long-Range Drone Monitoring. *2024 18th International Congress on Artificial Materials for Novel Wave Phenomena, Metamaterials 2024*. <https://doi.org/10.1109/METAMATERIALS62190.2024.10703226>
- [25] Khobzei, M., Tkach, V., Vovchuk, D., Mikhailovskaya, A., Haliuk, S., Samila, A., Porins, J., Salgals, T., Bobrovs, V., & Ginzburg, P. (2025). Deformable time-modulated wire media resonators. *Photonics and Nanostructures -*

- Fundamentals and Applications*, 63, 101343.
<https://doi.org/10.1016/J.PHOTONICS.2024.101343>
- [26] Josefsson, L., & Persson, P. (2006). *Conformal array antenna theory and design*. John Wiley & Sons, Inc.
 - [27] Collin, R. E., & Zucker, F. J. (1969). *Antenna theory*. McGraw-Hill.
 - [28] Alaei, R., Rockstuhl, C., & Fernandez-Corbaton, I. (2018). An electromagnetic multipole expansion beyond the long-wavelength approximation. *Optics Communications*, 407, 17–21.
<https://doi.org/10.1016/J.OPTCOM.2017.08.064>
 - [29] Kerker, M., Wang, D.-S., & Giles, C. L. (1983). Electromagnetic scattering by magnetic spheres. *Journal of the Optical Society of America*, 73(6), 765.
<https://doi.org/10.1364/JOSA.73.000765>
 - [30] Tang, W., Dai, J. Y., Chen, M., Li, X., Cheng, Q., Jin, S., Wong, K. K., & Cui, T. J. (2019). Programmable metasurface-based RF chain-free 8PSK wireless transmitter. *Electronics Letters*, 55(7), 417–420.
<https://doi.org/10.1049/EL.2019.0400>
 - [31] Li, S., Chen, Z. N., Li, T., Lin, F. H., & Yin, X. (2020). Characterization of Metasurface Lens Antenna for Sub-6 GHz Dual-Polarization Full-Dimension Massive MIMO and Multibeam Systems. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 68(3), 1366–1377. <https://doi.org/10.1109/TAP.2020.2968849>
 - [32] Rajabalipanah, H., Rouhi, K., Abdolali, A., Iqbal, S., Zhang, L., & Liu, S. (2020). Real-time terahertz meta-cryptography using polarization-multiplexed graphene-based computer-generated holograms. *Nanophotonics*, 9(9), 2861–2877.
https://doi.org/10.1515/NANOPH-2020-0110/ASSET/GRAPHIC/J_NANOPH-2020-0110_FIG_008.JPG
 - [33] Li, H., Wang, G., Zhu, L., Gao, X., & Hou, H. (2020). Wideband beam-forming metasurface with simultaneous phase and amplitude modulation. *Optics Communications*, 466, 124601.
<https://doi.org/10.1016/J.OPTCOM.2019.124601>
 - [34] Shen, Z., Jin, B., Zhao, J., Feng, Y., Kang, L., Xu, W., Chen, J., & Wu, P. (2016). Design of transmission-type coding metasurface and its application of beam forming. *Applied Physics Letters*, 109(12).
<https://doi.org/10.1063/1.4962947/32243>
 - [35] Kozlov, V., Vovchuk, D., & Ginzburg, P. (2023a). Direction of Arrival Deception With Time-Modulated Scatterers. *IEEE Transactions on Radar Systems*, 1, 90–95. <https://doi.org/10.1109/TRS.2023.3279238>
 - [36] Kozlov, V., Vovchuk, D., & Ginzburg, P. (2021). Broadband radar invisibility with time-dependent metasurfaces. *Scientific Reports* 2021 11:1, 11(1), 1–11.
<https://doi.org/10.1038/s41598-021-93600-2>
 - [37] Kozlov, V., Vovchuk, D., & Ginzburg, P. (2023b). Radar Range Deception with Time-Modulated Scatterers. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1–1. <https://doi.org/10.1109/TAP.2023.3255108>

- [38] Vovchuk, D., Mikhailovskaya, A., Dobrykh, D., Salgals, T., & Ginzburg, P. (2023). Dual-band electro-optically steerable antenna. *Journal of Optics*, 25(10), 105601. <https://doi.org/10.1088/2040-8986/ACF1AE>
- [39] Gu, L., Yang, W., Xue, Q., & Che, W. (2021). A dual-band steerable dual-beam metasurface antenna based on common feeding network. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 69(10), 6340–6350. <https://doi.org/10.1109/TAP.2021.3069482>
- [40] Rayleigh- versus Luo, Z., Wang, Q., Zhang, X. G., Wu, J. W., Dai, J. Y., Zhang, L., Wu, H. T., Zhang, H. C., Ma, H. F., Cheng, Q., & Cui, T. J. (2019). Intensity-Dependent Metasurface with Digitally Reconfigurable Distribution of Nonlinearity. *Advanced Optical Materials*, 7(19), 1900792. <https://doi.org/10.1002/ADOM.201900792>
- [41] *An Introduction to Echo Analysis*. (2008). <https://doi.org/10.1007/978-1-84628-852-4>
- [42] Skolnik, M. I. (2008). *Radar handbook* (3 edition). McGraw-Hill.
- [43] De Zutter, D. (1980). Scattering by a Rotating Dielectric Sphere. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 28(5), 643–651. <https://doi.org/10.1109/TAP.1980.1142392>
- [44] Chen, V. C. (2011). *The Micro-Doppler Effect in Radar*.
- [45] Chen, V. C., Tahmouh, D., & Miceli, W. J. (2014). Radar Micro-Doppler Signatures: Processing and Applications. In V. C. Chen, D. Tahmouh, & W. J. Miceli (Eds.), *Radar Micro-Doppler Signatures: Processing and Applications*. Institution of Engineering and Technology. <https://doi.org/10.1049/PBRA034E>
- [46] Lei, J., & Lu, C. (2005). Target classification based on micro-Doppler signatures. *IEEE National Radar Conference - Proceedings, 2005-January*(January), 179–183. <https://doi.org/10.1109/RADAR.2005.1435815>
- [47] Polycarpou, A. C., Balanis, C. A., & Stefanov, A. (2001). Helicopter rotor-blade modulation of antenna radiation characteristics. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 49(5), 688–696. <https://doi.org/10.1109/8.929622>
- [48] Singh, A. K., & Kim, Y. H. (2018). Automatic Measurement of Blade Length and Rotation Rate of Drone Using W-Band Micro-Doppler Radar. *IEEE Sensors Journal*, 18(5), 1895–1902. <https://doi.org/10.1109/JSEN.2017.2785335>
- [49] Hutsul, T., Zhezhera, I., & Tkach, V. (2022). Особливості класифікації та методів вибору БПЛА. *Технічні Науки Та Технології*, 4 (30), 201–212. [https://doi.org/10.25140/2411-5363-2022-4\(30\)-201-212](https://doi.org/10.25140/2411-5363-2022-4(30)-201-212)
- [50] Hutsul, T., Khobzei, M., Tkach, V., Krulikovskiy, O., Moisiuk, O., Ivashko, V., & Samila, A. (2024). Review of approaches to the use of unmanned aerial vehicles, remote sensing and geographic information systems in humanitarian demining: Ukrainian case. *Heliyon*, 10(7), e29142. <https://doi.org/10.1016/J.HELİYON.2024.E29142/ASSET/0BA5A095-09D0-49F0-A941-6C648B947084/MAIN.ASSETS/GR7.JPG>

- [51] Hutsul, T., Tkach, V., & Khobzei, M. (2023). Humanitarian demining: How can UAVs and Internet of Things help? *Security of Infocommunication Systems and Internet of Things*, 1(2), 02004–02004. <https://doi.org/10.31861/SISIOT2023.2.02004>
- [52] Leduc, M. B., & Knudby, A. J. (2018). Mapping Wild Leek through the Forest Canopy Using a UAV. *Remote Sensing 2018*, Vol. 10, Page 70, 10(1), 70. <https://doi.org/10.3390/RS10010070>
- [53] Nasiri, V., Darvishsefat, A. A., Arefi, H., Pierrot-Deseilligny, M., Namiranian, M., & Le Bris, A. (2021). Unmanned aerial vehicles (Uav)-based canopy height modeling under leaf-on and leaf-off conditions for determining tree height and crown diameter (case study: Hyrcanian mixed forest). *Canadian Journal of Forest Research*, 51(7), 962–971. <https://doi.org/10.1139/CJFR-2020-0125/ASSET/IMAGES/CJFR-2020-0125TAB4.GIF>
- [54] Saied, M., Shraim, H., & Francis, C. (2023). A Review on Recent Development of Multicopter UAV Fault-Tolerant Control Systems. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*. <https://doi.org/10.1109/MAES.2023.3327697>
- [55] Unmanned Helicopters, R., Victoria Petrescu, R., Aversa, R., Akash, B., Apicella, A., Ion Tiberiu Petrescu, F., & Khaimah, A. (2017). Unmanned Helicopters. *Journal of Aircraft and Spacecraft Technology*, 1(4), 241–248. <https://doi.org/10.3844/JASTSP.2017.241.248>
- [56] Sherin, K., Mithun Kumar, N., Rohith, K., & Darshika Kelin, A. R. (2024). INTEGRATED DRONE SOLUTIONS FOR LANDMINE DETECTION. *International Conference on Computing and Intelligent Reality Technologies, Proceedings of ICCIRT 2024*, 148–152. <https://doi.org/10.1109/ICCIRT59484.2024.10921770>
- [57] Tsouros, D. C., Bibi, S., & Sarigiannidis, P. G. (2019). A Review on UAV-Based Applications for Precision Agriculture. *Information 2019*, Vol. 10, Page 349, 10(11), 349. <https://doi.org/10.3390/INFO10110349>
- [58] Tahir, A., Böling, J., Haghbayan, M. H., Toivonen, H. T., & Plosila, J. (2019). Swarms of Unmanned Aerial Vehicles — A Survey. *Journal of Industrial Information Integration*, 16, 100106. <https://doi.org/10.1016/J.JII.2019.100106>
- [59] Balestrieri, E., Daponte, P., De Vito, L., Picariello, F., & Tudosa, I. (2021). Sensors and Measurements for UAV Safety: An Overview. *Sensors 2021*, Vol. 21, Page 8253, 21(24), 8253. <https://doi.org/10.3390/S21248253>
- [60] Ekaso, D., Nex, F., & Kerle, N. (2020). Accuracy assessment of real-time kinematics (RTK) measurements on unmanned aerial vehicles (UAV) for direct geo-referencing. *Geo-Spatial Information Science*, 23(2), 165–181. <https://doi.org/10.1080/10095020.2019.1710437>
- [61] Park, S., Kim, H. T., Lee, S., Joo, H., & Kim, H. (2021). Survey on Anti-Drone Systems: Components, Designs, and Challenges. *IEEE Access*, 9, 42635–42659. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3065926>

- [62] Yasmine, G., Maha, G., & Hicham, M. (2022). Survey on current anti-drone systems: process, technologies, and algorithms. *International Journal of System of Systems Engineering*, 12(3), 235–270. <https://doi.org/10.1504/IJSSE.2022.125947>
- [63] Atiga, O., Tanzubil, B. J., Asaana, J., Ayamba, E. C., Seidu, M. T., & Mohammed, I. (2024). Shortening The Last-Mile: Impact of Zipline Medical Drone Delivery on The Operations of Hard-to-Reach Healthcare Facilities in Northern Ghana. *AFRICAN JOURNAL OF APPLIED RESEARCH*, 10(1), 178–200. <https://doi.org/10.26437/AJAR.V10I1.677>
- [64] Heiets, I., Kuo, Y. W., La, J., Yeun, R. C. K., & Verhagen, W. (2023). Future Trends in UAV Applications in the Australian Market. *Aerospace 2023*, Vol. 10, Page 555, 10(6), 555. <https://doi.org/10.3390/AEROSPACE10060555>
- [65] Raj, R., Kar, S., Nandan, R., & Jagarlapudi, A. (2020). Precision Agriculture and Unmanned Aerial Vehicles (UAVs). *Unmanned Aerial Vehicle: Applications in Agriculture and Environment*, 7–23. https://doi.org/10.1007/978-3-030-27157-2_2
- [66] Tkach, V., Khobzei, M., Haliuk, S., Safronov, I., Samila, A., Bobrovs, V., & Vovchuk, D. (2025). Microwave Theremin Piano: SRR-Based Touchpad. *Progress in Electromagnetics Research Letters*, 123, 89–94. <https://doi.org/10.2528/PIERL24080404>
- [67] Yu, J., & Zhang, J. (2016). Recent progress on high-speed optical transmission. *Digital Communications and Networks*, 2(2), 65–76. <https://doi.org/10.1016/J.DCAN.2016.03.002>
- [68] Fan, J., Ye, X., Kim, J., Archambeault, B., & Orlandi, A. (2010). Signal integrity design for high-speed digital circuits: Progress and directions. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 52(2), 392–400. <https://doi.org/10.1109/TEM.2010.2045381>
- [69] Mahon, S. (2017). The 5G Effect on RF Filter Technologies. *IEEE Transactions on Semiconductor Manufacturing*, 30(4), 494–499. <https://doi.org/10.1109/TSM.2017.2757879>
- [70] Athukorala, L., & Budimir, D. (2009). Compact dual-mode open loop microstrip resonators and filters. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 19(11), 698–700. <https://doi.org/10.1109/LMWC.2009.2032003>
- [71] Al-Yasir, Y. I. A., Tu, Y., Ojaroudi Parchin, N., Elfergani, I. T. E., Abd-Alhameed, R. A., Rodriguez, J., & Noras, J. M. (2019). Mixed-coupling multi-function quint-wideband asymmetric stepped impedance resonator filter. *Microwave and Optical Technology Letters*, 61(5), 1181–1184. <https://doi.org/10.1002/MOP.31734>
- [72] Schwindt, R., & Nguyen, C. (1994). Spectral Domain Analysis of Three Symmetric Coupled Lines and Application to a New Bandpass Filter. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 42(7), 1183–1189. <https://doi.org/10.1109/22.299755>
- [73] Shaman, H. N., & Hong, J. S. (2007). Wideband bandpass microstrip filters with triple coupled lines and open/short stubs. *Asia-Pacific Microwave*

<https://doi.org/10.1109/APMC.2007.4555107>

- [74] Marqués, R., Mesa, F., Martel, J., & Medina, F. (2003). Comparative Analysis of Edge- and Broadside-Coupled Split Ring Resonators for Metamaterial Design - Theory and Experiments. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51(10 I), 2572–2581. <https://doi.org/10.1109/TAP.2003.817562>
- [75] Ткач, В. О. (2024). Адаптивний смуговий фільтр мікрохвильового діапазону частот. *Вісник Вінницького Політехнічного Інституту*, 176(5), 102–108. <https://doi.org/10.31649/1997-9266-2024-176-5-102-108>
- [76] “Дослідження характеристик смугового фільтра на основі розрізних кільцевих резонаторів.”.
- [77] Soltan, A., Radwan, A. G., & Soliman, A. M. (2016). Fractional-order mutual inductance: analysis and design. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 44(1), 85–97. <https://doi.org/10.1002/CTA.2064>
- [78] Balanis, C. A. (2005). *Antenna Theory: Analysis and Design*. Wiley-Interscience; 3 edition.
- [79] *BB135 UHF variable capacitance diode*. (2004).
- [80] Findlater, L., & Wobbrock, J. O. (2012). From plastic to pixels: In search of touch-typing touchscreen keyboards. *Interactions*, 19(3), 44–49. <https://doi.org/10.1145/2168931.2168942/ASSET/47D6FD8B-3506-48AD-BC7D-64304ADB7CB5/ASSETS/2168931.2168942.FP.PNG>
- [81] Pickering, J. A. (1986). Touch-sensitive screens: the technologies and their application. *International Journal of Man-Machine Studies*, 25(3), 249–269. [https://doi.org/10.1016/S0020-7373\(86\)80060-8](https://doi.org/10.1016/S0020-7373(86)80060-8)
- [82] Ouyang, C., Liu, D., He, K., & Kang, J. (2023). Recent Advances in Touch Sensors for Flexible Displays. *IEEE Open Journal of Nanotechnology*, 4, 36–46. <https://doi.org/10.1109/OJNANO.2022.3224757>
- [83] Ouyang, C., Liu, D., He, K., & Kang, J. (2023). Recent Advances in Touch Sensors for Flexible Displays. *IEEE Open Journal of Nanotechnology*, 4, 36–46. <https://doi.org/10.1109/OJNANO.2022.3224757>
- [84] Kwon, O. K., An, J. S., & Hong, S. K. (2018). Capacitive Touch Systems with Styli for Touch Sensors: A Review. *IEEE Sensors Journal*, 18(12), 4832–4846. <https://doi.org/10.1109/JSEN.2018.2830660>
- [85] Kang, M., Kim, J., Jang, B., Chae, Y., Kim, J. H., & Ahn, J. H. (2017). Graphene-Based Three-Dimensional Capacitive Touch Sensor for Wearable Electronics. *ACS Nano*, 11(8), 7950–7957. https://doi.org/10.1021/ACSNANO.7B02474/ASSET/IMAGES/LARGE/NN-2017-024747_0004.JPEG
- [86] Kim, H. K., Lee, S., & Yun, K. S. (2011). Capacitive tactile sensor array for touch screen application. *Sensors and Actuators A: Physical*, 165(1), 2–7. <https://doi.org/10.1016/J.SNA.2009.12.031>
- [87] Cooper, C. B., Arutselvan, K., Liu, Y., Armstrong, D., Lin, Y., Rashed Khan, M., Genzer, J., Dickey, M. D., Cooper, C. B., Arutselvan, K., Liu, Y., Armstrong, D., Lin, Y., Khan, M. R., Genzer, J., & Dickey, M. D. (2017).

- Stretchable Capacitive Sensors of Torsion, Strain, and Touch Using Double Helix Liquid Metal Fibers. *Advanced Functional Materials*, 27(20), 1605630. <https://doi.org/10.1002/ADFM.201605630>
- [88] Sarwar, M. S., Ishizaki, R., Morton, K., Preston, C., Nguyen, T., Fan, X., Dupont, B., Hogarth, L., Yoshiike, T., Qiu, R., Wu, Y., Mirabbasi, S., & Madden, J. D. W. (2023). Touch, press and stroke: a soft capacitive sensor skin. *Scientific Reports* 2023 13:1, 13(1), 1–11. <https://doi.org/10.1038/s41598-023-43714-6>
- [89] Lee, C. J., Park, J. K., Piao, C., Seo, H. E., Choi, J., & Chun, J. H. (2018). Mutual Capacitive Sensing Touch Screen Controller for Ultrathin Display with Extended Signal Passband Using Negative Capacitance. *Sensors* 2018, Vol. 18, Page 3637, 18(11), 3637. <https://doi.org/10.3390/S18113637>
- [90] Vovchuk, D., Khobzei, M., & Khavruniak, M. (2019). Sensing properties of SRR: Influence of finger touching. *2019 IEEE International Scientific-Practical Conference: Problems of Infocommunications Science and Technology, PIC S and T 2019 - Proceedings*, 799–802. <https://doi.org/10.1109/PICST47496.2019.9061371>
- [91] Liu, W., Sun, H., & Xu, L. (2018). A Microwave Method for Dielectric Characterization Measurement of Small Liquids Using a Metamaterial-Based Sensor. *Sensors* 2018, Vol. 18, Page 1438, 18(5), 1438. <https://doi.org/10.3390/S18051438>
- [92] Puentes, M., Schüßler, M., & Jakoby, R. (2011). 2D sensor array based on Split Ring Resonators for monitoring of organic tissue. *Proceedings of IEEE Sensors*, 272–275. <https://doi.org/10.1109/ICSENS.2011.6126955>
- [93] Ebrahimi, A., Withayachumnankul, W., Al-Sarawi, S., & Abbott, D. (2014). High-sensitivity metamaterial-inspired sensor for microfluidic dielectric characterization. *IEEE Sensors Journal*, 14(5), 1345–1351. <https://doi.org/10.1109/JSEN.2013.2295312>
- [94] Choi, S., Eom, S., Tentzeris, M. M., & Lim, S. (2016). Inkjet-Printed Electromagnet-Based Touchpad Using Spiral Resonators. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 25(5), 947–953. <https://doi.org/10.1109/JMEMS.2016.2593956>
- [95] Memon, M. U., Salim, A., Jeong, H., & Lim, S. (2020). Metamaterial inspired radio frequency-based touchpad sensor system. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 69(4), 1344–1352. <https://doi.org/10.1109/TIM.2019.2908507>
- [96] Nikitin, P. (2012). Leon Theremin (Lev Termen). *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 54(5), 252–257. <https://doi.org/10.1109/MAP.2012.6348173>
- [97] Mathew, K. (2019). Strange Vibrations: The Evolution of the Theremin. *Capstone Projects and Master's Theses*. https://digitalcommons.csumb.edu/caps_thes_all/463

- [98] Skeldon, K. D., Reid, L. M., McNally, V., Dougan, B., & Fulton, C. (1998). Physics of the Theremin. *American Journal of Physics*, 66(11), 945–955. <https://doi.org/10.1119/1.19004>
- [99] Capolino, F. (2017). Applications of Metamaterials. *Applications of Metamaterials*. <https://doi.org/10.1201/9781420054248/APPLICATIONS-METAMATERIALS-FILIPPO-CAPOLINO>
- [100] Harnsoongnoen, S. (2018). Microwave Sensors Based on Coplanar Waveguide Loaded with Split Ring Resonators: A Review. *KMUTNB International Journal of Applied Science and Technology*, 12(4), 224–234. <https://doi.org/10.14416/J.IJAST.2018.11.006>
- [101] Tkach, V. (2024). Access Control System Based on Ring Resonator's Sensitive Properties. *Security of Infocommunication Systems and Internet of Things*, 2(1), 01012–01012. <https://doi.org/10.31861/SISIOT2024.1.01012>
- [102] Shalaev, V. M. (2007). Optical negative-index metamaterials. *Nature Photonics* 2006 1:1, 1(1), 41–48. <https://doi.org/10.1038/nphoton.2006.49>
- [103] Smith, D. R., Padilla, W. J., Vier, D. C., Nemat-Nasser, S. C., & Schultz, S. (2000). Composite Medium with Simultaneously Negative Permeability and Permittivity. *Physical Review Letters*, 84(18), 4184–4187. <https://doi.org/10.1103/PhysRevLett.84.4184>
- [104] Padilla, W. J., Basov, D. N., & Smith, D. R. (2006). Negative refractive index metamaterials. *Materials Today*, 9(7–8), 28–35. [https://doi.org/10.1016/S1369-7021\(06\)71573-5](https://doi.org/10.1016/S1369-7021(06)71573-5)
- [105] Eleftheriades, G. V., & Baimain, K. G. (n.d.). *NEGATIVE-REFRACTION METAMATERIALS Fundamental Principles and Applications Edited by WILEY-INTERSCIENCE*.
- [106] Maci, S. (2024). Electromagnetic Metamaterials and Metasurfaces: A historical journey. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 66(3), 84–101. <https://doi.org/10.1109/MAP.2024.3393350>
- [107] Schurig, D., Mock, J. J., Justice, B. J., Cummer, S. A., Pendry, J. B., Starr, A. F., & Smith, D. R. (2006). Metamaterial electromagnetic cloak at microwave frequencies. *Science*, 314(5801), 977–980. <https://doi.org/10.1126/science.1133628>
- [108] Zheludev, N. I., & Kivshar, Y. S. (2012). From metamaterials to metadevices. In *Nature Materials* (Vol. 11, Issue 11, pp. 917–924). Nature Publishing Group. <https://doi.org/10.1038/nmat3431>
- [109] Simovski, C. R. (2010). On electromagnetic characterization and homogenization of nanostructured metamaterials. *Journal of Optics*, 13(1), 013001. <https://doi.org/10.1088/2040-8978/13/1/013001>
- [110] Smith, D. R., & Pendry, J. B. (2006). Homogenization of metamaterials by field averaging (invited paper). *JOSA B*, Vol. 23, Issue 3, Pp. 391–403, 23(3), 391–403. <https://doi.org/10.1364/JOSAB.23.000391>
- [111] Silveirinha, M. G. (2007). Metamaterial homogenization approach with application to the characterization of microstructured composites with negative parameters. *Physical Review B - Condensed Matter and Materials*

- Physics*, 75(11).
<https://doi.org/10.1103/PHYSREVB.75.115104/FIGURES/10/THUMBNAI L>
- [112] Gustafsson, M., Schab, K., Jelinek, L., & Capek, M. (2020). Upper bounds on absorption and scattering. *New Journal of Physics*, 22(7), 073013. <https://doi.org/10.1088/1367-2630/AB83D3>
 - [113] Wiecha, P. R., Arbouet, A., Arbouet, A., Girard, C., Girard, C., Muskens, O. L., & Muskens, O. L. (2021). Deep learning in nano-photonics: inverse design and beyond. *Photonics Research*, Vol. 9, Issue 5, Pp. B182-B200, 9(5), B182–B200. <https://doi.org/10.1364/PRJ.415960>
 - [114] Deng, Y., Ren, S., Malof, J., & Padilla, W. J. (2022). Deep inverse photonic design: A tutorial. *Photonics and Nanostructures - Fundamentals and Applications*, 52, 101070. <https://doi.org/10.1016/J.PHOTONICS.2022.101070>
 - [115] Seidaliyeva, U., Ilipbayeva, L., Taissariyeva, K., Smailov, N., & Matson, E. T. (2023). Advances and Challenges in Drone Detection and Classification Techniques: A State-of-the-Art Review. *Sensors 2024*, Vol. 24, Page 125, 24(1), 125. <https://doi.org/10.3390/S24010125>
 - [116] Vovchuk, D., Khobzei, M., Tkach, V., Eliiashiv, O., Tzidki, O., Grotov, K., Glam, A., & Ginzburg, P. (2024). *Micro-Doppler-Coded Drone Identification*. <https://arxiv.org/abs/2402.04368v1>
 - [117] Eckhardt, H. D. (1971). Simple Model of Corner Reflector Phenomena. *Applied Optics*, Vol. 10, Issue 7, Pp. 1559-1566, 10(7), 1559–1566. <https://doi.org/10.1364/AO.10.001559>
 - [118] Jiao, X. H., Wan, G., Fu, B., & Chen, Y. (2022). A novel retroreflective planar Luneburg lens for the radar cross section enhancement. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 32(11), e23352. <https://doi.org/10.1002/MMCE.23352>
 - [119] Fu, Y., Li, J., Xie, Y., Shen, C., Xu, Y., Chen, H., & Cummer, S. A. (2018). Compact acoustic retroreflector based on a mirrored Luneburg lens. *Physical Review Materials*, 2(10). <https://doi.org/10.1103/PHYSREVMATERIALS.2.105202/FIGURES/5/THUMBNAI L>
 - [120] Sharp, E. D., & Diab, M. A. (1960). Van Atta Reflector Array. *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, 8(4), 436–438. <https://doi.org/10.1109/TAP.1960.1144877>
 - [121] Bilitos, C., Morvan, X., Martini, E., Sauleau, R., Maci, S., & Gonzalez-Ovejero, D. (2024). Broadband Reflecting Luneburg Lenses Based on Bed-of-Nails Metasurfaces. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 72(2), 1923–1928. <https://doi.org/10.1109/TAP.2023.3341208>
 - [122] Liberal, I., Ederra, I., Gonzalo, R., & Ziolkowski, R. W. (2015). Superbackscattering from single dielectric particles. *Journal of Optics*, 17(7), 072001. <https://doi.org/10.1088/2040-8978/17/7/072001>

- [123] Qian, C., Lin, X., Yang, Y., Xiong, X., Wang, H., Li, E., Kaminer, I., Zhang, B., & Chen, H. (2019). Experimental Observation of Superscattering. *Physical Review Letters*, 122(6), 63901. <https://doi.org/10.1103/PhysRevLett.122.063901>
- [124] Mikhailovskaya, A., Grotov, K., Vovchuk, D., Dobrykh, D., Rockstuhl, C., & Ginzburg, P. (2025). Superradiant Broadband Magneto-electric Arrays Empowered by Meta-learning. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1–1. <https://doi.org/10.1109/TAP.2024.3524423>
- [125] Mikhailovskaya, A., Vovchuk, D., Grotov, K., Kolchanov, D. S., Dobrykh, D., Ladutenko, K., Bobrovs, V., Powell, A., Belov, P., & Ginzburg, P. (2023). Coronavirus-like all-angle all-polarization broadband scatterer. *Communications Engineering* 2023 2:1, 2(1), 1–8. <https://doi.org/10.1038/s44172-023-00116-w>
- [126] Perdana, N., Rockstuhl, C., Rockstuhl, C., & Iskandar, A. A. (2021). Induced higher order multipolar resonances from interacting scatterers. *JOSA B*, Vol. 38, Issue 1, Pp. 241–248, 38(1), 241–248. <https://doi.org/10.1364/JOSAB.410860>
- [127] Dobrykh, D., Grotov, K., Mikhailovskaya, A., Vovchuk, D., Tkach, V., Khobzei, M., Kharchevskii, A., Glam, A., & Ginzburg, P. (2025). 3D evolutionarily designed metamaterials for scattering maximization. *Communications Engineering* 2025 4:1, 4(1), 1–11. <https://doi.org/10.1038/s44172-025-00349-x>
- [128] Hansen, N., Müller, S. D., & Koumoutsakos, P. (2003). Reducing the time complexity of the derandomized evolution strategy with covariance matrix adaptation (CMA-ES). *Evolutionary Computation*, 11(1), 1–18. <https://doi.org/10.1162/106365603321828970>
- [129] Alba, E., & Tomassini, M. (2002). Parallelism and evolutionary algorithms. *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, 6(5), 443–462. <https://doi.org/10.1109/TEVC.2002.800880>
- [130] Guo, W., Cai, Z., Xiong, Z., Chen, W., & Chen, Y. (2023). Efficient and accurate numerical-projection of electromagnetic multipoles for scattering objects. *Frontiers of Optoelectronics*, 16(1), 1–12. <https://doi.org/10.1007/S12200-023-00102-2/FIGURES/9>
- [131] González-Aguilera, D., & Restás, Á. (2022). Drone Applications Fighting COVID-19 Pandemic—Towards Good Practices. *Drones 2022*, Vol. 6, Page 15, 6(1), 15. <https://doi.org/10.3390/DRONES6010015>
- [132] Nagasawa, R., Mas, E., Moya, L., & Koshimura, S. (2021). Model-based analysis of multi-UAV path planning for surveying postdisaster building damage. *Scientific Reports* 2021 11:1, 11(1), 1–14. <https://doi.org/10.1038/s41598-021-97804-4>
- [133] Pering, T. D., Liu, E. J., Wood, K., Wilkes, T. C., Aiuppa, A., Tamburello, G., Bitetto, M., Richardson, T., & McGonigle, A. J. S. (2020). Combined ground and aerial measurements resolve vent-specific gas fluxes from a multi-vent

- volcano. *Nature Communications* 2020 11:1, 11(1), 1–11. <https://doi.org/10.1038/s41467-020-16862-w>
- [134] Lansky, J., Rahmani, A. M., Zandavi, S. M., Chung, V., Yousefpoor, E., Yousefpoor, M. S., Khan, F., & Hosseinzadeh, M. (2022). A Q-learning-based routing scheme for smart air quality monitoring system using flying ad hoc networks. *Scientific Reports* 2022 12:1, 12(1), 1–17. <https://doi.org/10.1038/s41598-022-20353-x>
- [135] Alsamhi, S. H., Ma, O., Ansari, M. S., & Almalki, F. A. (2019). Survey on collaborative smart drones and internet of things for improving smartness of smart cities. *IEEE Access*, 7, 128125–128152. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2934998>
- [136] Shahmoradi, J., Talebi, E., Roghanchi, P., & Hassanalian, M. (2020). A Comprehensive Review of Applications of Drone Technology in the Mining Industry. *Drones* 2020, Vol. 4, Page 34, 4(3), 34. <https://doi.org/10.3390/DRONES4030034>
- [137] Tezza, D., & Andujar, M. (2019). The State-of-the-Art of Human-Drone Interaction: A Survey. *IEEE Access*, 7, 167438–167454. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2953900>
- [138] Shelare, S. D., Aglawe, K. R., Waghmare, S. N., & Belkhode, P. N. (2021). Advances in water sample collections with a drone – A review. *Materials Today: Proceedings*, 47, 4490–4494. <https://doi.org/10.1016/J.MATPR.2021.05.327>
- [139] Mohd Daud, S. M. S., Mohd Yusof, M. Y. P., Heo, C. C., Khoo, L. S., Chainchel Singh, M. K., Mahmood, M. S., & Nawawi, H. (2022). Applications of drone in disaster management: A scoping review. *Science & Justice*, 62(1), 30–42. <https://doi.org/10.1016/J.SCIJUS.2021.11.002>
- [140] Amala Arokia Nathan, R. J., Kurmi, I., & Bimber, O. (2023). Drone swarm strategy for the detection and tracking of occluded targets in complex environments. *Communications Engineering* 2023 2:1, 2(1), 1–12. <https://doi.org/10.1038/s44172-023-00104-0>
- [141] *DJI Agriculture - Better Growth, Better Life*. (n.d.). Retrieved November 21, 2023, from <https://ag.dji.com/?site=brandsite&from=homepage>
- [142] Gohari, A., Ahmad, A. Bin, Rahim, R. B. A., Supa'at, A. S. M., Razak, S. A., & Gismalla, M. S. M. (2022). Involvement of Surveillance Drones in Smart Cities: A Systematic Review. *IEEE Access*, 10, 56611–56628. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3177904>
- [143] Suo, J., Wang, T., Zhang, X., Chen, H., Zhou, W., & Shi, W. (2023). HIT-UAV: A high-altitude infrared thermal dataset for Unmanned Aerial Vehicle-based object detection. *Scientific Data* 2023 10:1, 10(1), 1–11. <https://doi.org/10.1038/s41597-023-02066-6>
- [144] Gunnarson, P., Mandralis, I., Novati, G., Koumoutsakos, P., & Dabiri, J. O. (2021). Learning efficient navigation in vortical flow fields. *Nature Communications* 2021 12:1, 12(1), 1–7. <https://doi.org/10.1038/s41467-021-27015-y>

- [145] Zhang, C., Zhang, W., Wang, W., Yang, L., & Zhang, W. (2019). Research challenges and opportunities of UAV millimeter-wave communications. *IEEE Wireless Communications*, 26(1), 58–62. <https://doi.org/10.1109/MWC.2018.1800214>
- [146] Goddard, M. A., Davies, Z. G., Guenat, S., Ferguson, M. J., Fisher, J. C., Akanni, A., Ahjokoski, T., Anderson, P. M. L., Angeoletto, F., Antoniou, C., Bates, A. J., Barkwith, A., Berland, A., Bouch, C. J., Rega-Brodsky, C. C., Byrne, L. B., Cameron, D., Canavan, R., Chapman, T., ... Dallimer, M. (2021). A global horizon scan of the future impacts of robotics and autonomous systems on urban ecosystems. *Nature Ecology & Evolution* 2021 5:2, 5(2), 219–230. <https://doi.org/10.1038/s41559-020-01358-z>
- [147] Nazia Ashraf, S., Manickam, S., Saood Zia, S., Ahad Abro, A., Abdelhaq, M., & Alsaqour, R. (2023). *IoT Empowered Smart Cybersecurity Framework for Intrusion Detection in Internet of Drones*. <https://doi.org/10.21203/RS.3.RS-3047663/V1>
- [148] Becerra, V. M. (2019). Autonomous Control of Unmanned Aerial Vehicles. *Electronics* 2019, Vol. 8, Page 452, 8(4), 452. <https://doi.org/10.3390/ELECTRONICS8040452>
- [149] Cokyasar, T. (2021). Optimization of battery swapping infrastructure for e-commerce drone delivery. *Computer Communications*, 168, 146–154. <https://doi.org/10.1016/J.COMCOM.2020.12.015>
- [150] Abro, G. E. M., Zulkifli, S. A. B. M., Masood, R. J., Asirvadam, V. S., & Laouti, A. (2022). Comprehensive Review of UAV Detection, Security, and Communication Advancements to Prevent Threats. *Drones* 2022, Vol. 6, Page 284, 6(10), 284. <https://doi.org/10.3390/DRONES6100284>
- [151] Abbas, N., Abbas, Z., Liu, X., Khan, S. S., Foster, E. D., & Larkin, S. (2023). A Survey: Future Smart Cities Based on Advance Control of Unmanned Aerial Vehicles (UAVs). *Applied Sciences* 2023, Vol. 13, Page 9881, 13(17), 9881. <https://doi.org/10.3390/APP13179881>
- [152] Taha, B., & Shoufan, A. (2019). Machine Learning-Based Drone Detection and Classification: State-of-the-Art in Research. *IEEE Access*, 7, 138669–138682. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2942944>
- [153] Kaleem, Z., & Rehmani, M. H. (2018). Amateur drone monitoring: State-of-the-art architectures, key enabling technologies, and future research directions. *IEEE Wireless Communications*, 25(2), 150–159. <https://doi.org/10.1109/MWC.2018.1700152>
- [154] Azari, M. M., Sallouha, H., Chiumento, A., Rajendran, S., Vinogradov, E., & Pollin, S. (2018). Key Technologies and System Trade-offs for Detection and Localization of Amateur Drones. *IEEE Communications Magazine*, 56(1), 51–57. <https://doi.org/10.1109/MCOM.2017.1700442>
- [155] Guvenc, I., Koohifar, F., Singh, S., Sichitiu, M. L., & Matolak, D. (2018). Detection, Tracking, and Interdiction for Amateur Drones. *IEEE Communications Magazine*, 56(4), 75–81. <https://doi.org/10.1109/MCOM.2018.1700455>

- [156] Dumitrescu, C., Minea, M., Costea, I. M., Chiva, I. C., & Semenescu, A. (2020). Development of an Acoustic System for UAV Detection. *Sensors* 2020, Vol. 20, Page 4870, 20(17), 4870. <https://doi.org/10.3390/S20174870>
- [157] Yue, X., Liu, Y., Wang, J., Song, H., & Cao, H. (2018). Software Defined Radio and Wireless Acoustic Networking for Amateur Drone Surveillance. *IEEE Communications Magazine*, 56(4), 90–97. <https://doi.org/10.1109/MCOM.2018.1700423>
- [158] Torvik, B., Olsen, K. E., & Griffiths, H. (2016). Classification of Birds and UAVs Based on Radar Polarimetry. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 13(9), 1305–1309. <https://doi.org/10.1109/LGRS.2016.2582538>
- [159] Fioranelli, F., Ritchie, M., Griffiths, H., & Borrión, H. (2015). Classification of loaded/unloaded micro-drones using multistatic radar. *Electronics Letters*, 51(22), 1813–1815. <https://doi.org/10.1049/EL.2015.3038>
- [160] Park, J., Park, S., Kim, D. H., & Park, S. O. (2019). Leakage mitigation in heterodyne FMCW radar for small drone detection with stationary point concentration technique. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 67(3), 1221–1232. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2018.2889045>
- [161] Rahman, S., & Robertson, D. A. (2018). Radar micro-Doppler signatures of drones and birds at K-band and W-band. *Scientific Reports* 2018 8:1, 8(1), 1–11. <https://doi.org/10.1038/s41598-018-35880-9>
- [162] Gong, J., Yan, J., Li, D., & Kong, D. (2022). Detection of Micro-Doppler Signals of Drones Using Radar Systems with Different Radar Dwell Times. *Drones* 2022, Vol. 6, Page 262, 6(9), 262. <https://doi.org/10.3390/DRONES6090262>
- [163] Molchanov, P., Harmanny, R. I. A., De Wit, J. J. M., Egiazarian, K., & Astola, J. (2014). Classification of small UAVs and birds by micro-Doppler signatures. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 6(3–4), 435–444. <https://doi.org/10.1017/S1759078714000282>
- [164] Rodrigo, P. J., Pedersen, C., & Larsen, H. E. (2023). CW coherent detection lidar for micro-Doppler sensing and raster-scan imaging of drones. *Optics Express*, Vol. 31, Issue 5, Pp. 7398-7412, 31(5), 7398–7412. <https://doi.org/10.1364/OE.483561>
- [165] AESA Radars for Tactical & Operational Missions | DRS RADA Technologies. (n.d.). Retrieved February 26, 2024, from <https://www.drsrcada.com/>
- [166] *The Micro-Doppler Effect in Radar, Second Edition* - Victor C. Chen - Google книги. (n.d.). Retrieved February 7, 2023, from https://books.google.co.il/books?hl=uk&lr=&id=SVCQDwAAQBAJ&oi=fnd&pg=PA1&dq=The+micro-doppler+effect+in+radar&ots=cpNuD80sOw&sig=gWTXjvQvpkCDeUD9TTQPwnXn-Zc&redir_esc=y#v=onepage&q=The%20micro-doppler%20effect%20in%20radar&f=false
- [167] Chen, V. C. (2003). Micro-Doppler effect of micromotion dynamics: a review. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 39(1), 240–249. <https://doi.org/10.1117/12.488855>

- [168] Tahmoush, D. (n.d.). *Review of micro-Doppler signatures*. <https://doi.org/10.1049/iet-rsn.2015.0118>
- [169] Milner, A. A., Korobenko, A., Hepburn, J. W., & Milner, V. (2014). Effects of ultrafast molecular rotation on collisional decoherence. *Physical Review Letters*, 113(4), 1–5. <https://doi.org/10.1103/PhysRevLett.113.043005>
- [170] Faucher, O., Prost, E., Hertz, E., Billard, F., Lavorel, B., Milner, A. A., Milner, V. A., Zyss, J., & Averbukh, I. S. (2016). Rotational Doppler effect in harmonic generation from spinning molecules. *Physical Review A*, 94(5), 1–5. <https://doi.org/10.1103/PhysRevA.94.051402>
- [171] Milner, A. A., & Milner, V. (2021). Controlling the degree of rotational directionality in laser-induced molecular dynamics. *Physical Review A*, 103(4), 1–6. <https://doi.org/10.1103/PhysRevA.103.L041103>
- [172] Zhang, Z., Pouliquen, P., Waxmant, A., & Andreou, A. G. (2007). Acoustic Micro-Doppler Gait Signatures of Humans. *41st Annual Conference on Information Sciences and Systems*, 627–630.
- [173] Pan, L., Pan, L., Pan, L., Wang, Y., Deng, C., Deng, C., Gong, W., Bo, Z., Han, S., & Han, S. (2021). Micro-Doppler effect based vibrating object imaging of coherent detection GISC lidar. *Optics Express*, Vol. 29, Issue 26, Pp. 43022–43031, 29(26), 43022–43031. <https://doi.org/10.1364/OE.436105>
- [174] Ushkov, A., Machnev, A., & Ginzburg, P. (2023). *Controllable switch of dissolution kinetics mechanism in drug microcapsules*. <https://arxiv.org/abs/2304.07795v1>
- [175] Singh, A. K., & Kim, Y. H. (2021). Classification of Drones Using Edge-Enhanced Micro-Doppler Image Based on CNN. *TRAITEMENT DU SIGNAL*, 38(4), 1033–1039. <https://doi.org/10.18280/TS.380413>
- [176] White, D., Jahangir, M., Baker, C. J., & Antoniou, M. (2024). Urban bird-drone classification with synthetic micro-Doppler spectrograms. *IEEE Transactions on Radar Systems*, 2, 167–179. <https://doi.org/10.1109/trs.2023.3326317>
- [177] van Nifterik, B. (2023). *Classification of micro-Doppler signatures with the use of orthogonal moment-based features*. <https://repository.tudelft.nl/islandora/object/uuid%3Ac9ad2533-104f-49ba-9906-6293e399349b>
- [178] Zhu, L., Zhao, H., Xu, H., Lu, X., Chen, S., & Zhang, S. (2019). Classification of ground vehicles based on micro-doppler effect and singular value decomposition. *2019 IEEE Radar Conference, RadarConf 2019*. <https://doi.org/10.1109/RADAR.2019.8835557>
- [179] Chen, V. C., Smith, G. E., Woodbridge, K., & Baker, C. J. (2017). Radar Micro-Doppler Signatures for Characterization of Human Motion. *Through-the-Wall Radar Imaging*, 501–536. <https://doi.org/10.1201/9781315218144-15>
- [180] Fioranelli, F., Ritchie, M., & Griffiths, H. (2015). Multistatic human micro-Doppler classification of armed/unarmed personnel. *IET Radar, Sonar and Navigation*, 9(7), 857–865. <https://doi.org/10.1049/IET-RSN.2014.0360>

- [181] *Virtual Worlds for Real Life* | Dassault Systèmes. (n.d.). Retrieved December 5, 2024, from <https://www.3ds.com/>
- [182] *Inside a Drone: Propellers*. (n.d.). Retrieved November 21, 2023, from <https://www.dji.com/newsroom/news/inside-a-drone-propellers>
- [183] *DJI Mini 2 props by Silkgoopy* - Thingiverse. (n.d.). Retrieved December 1, 2024, from <https://www.thingiverse.com/thing:4767075>
- [184] Li, T., Wen, B., Tian, Y., Li, Z., & Wang, S. (2019). Numerical Simulation and Experimental Analysis of Small Drone Rotor Blade Polarimetry Based on RCS and Micro-Doppler Signature. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 18(1), 187–191. <https://doi.org/10.1109/LAWP.2018.2885373>
- [185] *Rayleigh- versus Mie- Scattering and Optical Region* - Radartutorial. (n.d.-b). Retrieved December 5, 2024, from <https://www.radartutorial.eu/01.basics/Rayleigh-%20versus%20Mie-Scattering.en.html>
- [186] Ткач, В., & Хобзей, М. (2024). Виявлення дронів шляхом детектування ефекту мікро-доплера. *Measuring and computing devices in technological processes*, 4, 242–247. <https://doi.org/10.31891/2219-9365-2024-80-30>
- [187] *AWR1642 data sheet, product information and support* | TI.com. (n.d.). Retrieved December 5, 2024, from <https://www.ti.com/product/AWR1642>
- [188] Vovchuk, D., Khobzei, M., Tkach, V., Eliashiv, O., Tzidki, O., Grotov, K., Glam, A., & Ginzburg, P. (2025). Micro-Doppler-Coded Drone Identification via Resonant Tagging. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. <https://doi.org/10.1109/TAP.2025.3540278>
- [189] Vovchuk, D., Khobzei, M., Tkach, V., Eliashiv, O., Tzidki, O., Grotov, K., Bobrovs, V., Glam, A., & Ginzburg, P. (2024). Micro-Doppler Encoding for Long-Range Drone Monitoring. *2024 18th International Congress on Artificial Materials for Novel Wave Phenomena, Metamaterials 2024*. <https://doi.org/10.1109/METAMATERIALS62190.2024.10703226>
- [190] *The Radar Equation* - Radartutorial. (n.d.). Retrieved November 21, 2023, from <https://www.radartutorial.eu/01.basics/The%20Radar%20Range%20Equation.en.html>
- [191] *Search Radar Loss Budget* - Radartutorial. (n.d.). Retrieved November 21, 2023, from <https://www.radartutorial.eu/01.basics/Typical%20Search%20Radar%20Loss%20Budget.en.html>
- [192] Severino, J. V. B., Zimmer, A., Brandmeier, T., & Freire, R. Z. (2019). Pedestrian recognition using micro Doppler effects of radar signals based on machine learning and multi-objective optimization. *Expert Systems with Applications*, 136, 304–315. <https://doi.org/10.1016/J.ESWA.2019.06.048>
- [193] Flock, W. L., & Green, J. L. (1974). The Detection and Identification of Birds in Flight, Using Coherent and Noncoherent Radars. *Proceedings of the IEEE*, 62(6), 745–753. <https://doi.org/10.1109/PROC.1974.9513>

- [194] Kojima, S., Maruta, K., Feng, Y., Ahn, C. J., & Tarokh, V. (2021). CNN-Based Joint SNR and Doppler Shift Classification Using Spectrogram Images for Adaptive Modulation and Coding. *IEEE Transactions on Communications*, 69(8), 5152–5167. <https://doi.org/10.1109/TCOMM.2021.3077565>
- [195] Lee, C. W., & Shin, Y. C. (2003). Construction of fuzzy systems using least-squares method and genetic algorithm. *Fuzzy Sets and Systems*, 137(3), 297–323. [https://doi.org/10.1016/S0165-0114\(02\)00344-5](https://doi.org/10.1016/S0165-0114(02)00344-5)

ДОДАТКИ

Додаток А

Список опублікованих наукових праць за темою дисертаційного дослідження

Наукові праці у міжнародних наукових виданнях, які входять до наукометричної бази Scopus:

1. **Tkach, V.**, Khobzei, M., Haliuk, S., Safronov, I., Samila, A., Bobrovs, V., & Vovchuk, D. (2025). Microwave theremin piano: SRR-based touchpad. *Progress In Electromagnetics Research Letters*, 123, 89–94. <https://doi.org/10.2528/pierl24080404> (Scopus) (особистий внесок: запропоновано ідею розроблення системи контролю доступу на основі лінії передавання модифікованої РКР з різними ЕМ-характеристиками; розроблено низьковартісний пристрій аналізу АЧХ, що здатний обробляти сигнал в реальному часі та працювати автономно без використання комп'ютера; проведено комп'ютерні моделювання та експериментальні дослідження характеристик набору РКР з різними ЕМ-характеристиками, а також проведено перевірку запропонованої системи контролю доступу з різною кількістю ключів-ідентифікаторів за допомогою розробленого пристрою).
2. Hutsul, T., Khobzei, M., **Tkach, V.**, Krulikovskiy, O., Moisiuk, O., Ivashko, V., & Samila, A. (2024). Review of approaches to the use of unmanned aerial vehicles, remote sensing and geographic information systems in humanitarian demining: Ukrainian case. *Heliyon*, 10(7), e29142. <https://doi.org/10.1016/j.heliyon.2024.e29142> (Scopus, Q1) (особистий внесок: проведено аналіз літературних джерел щодо особливостей

класифікації та методів вибору БПЛА, а також їх використання для дистанційного зондування та геоінформаційних систем у гуманітарному розмінуванні на сучасному етапі).

3. Dobrykh, D., Grotov, K., Mikhailovskaya, A., Vovchuk, D., Tkach, V., Khobzei, M., Kharchevskii, A., Glam, A., & Ginzburg, P. (2025). 3D evolutionarily designed metamaterials for scattering maximization. *Communications Engineering*, 4(1), 40. <https://doi.org/10.1038/s44172-025-00349-x> (Scopus, Q1) (особистий внесок: проведено аналіз сучасних літературних джерел щодо оптимізації структур на основі ЕМ-резонаторів з метою підвищення значення ЕПР; виконано комп'ютерні моделювання ЕМ-характеристик оптимізованих метаструктур розмірністю $2 \times 2 \times 2$ та $3 \times 3 \times 3$ елементи; виготовлено експериментальні зразки таких елементів; проведено експериментальні вимірювання БПЛА, оснащених оптимізованими метаструктурами у лабораторних та реальних умовах).

Наукові праці у виданнях, що входять до переліку наукових фахових видань України:

4. Ткач, В., & Хобзей, М. (2024). Виявлення дронів шляхом детектування ефекту мікро-доплера. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*, (4), 242–247. <https://doi.org/10.31891/2219-9365-2024-80-30> (особистий внесок: проведено аналіз сучасних літературних джерел щодо виявлення БПЛА шляхом детектування сигналів мікро-Доплера; досліджено залежність значення ЕПР від значення кута обертання пропелера, як за допомогою комп'ютерних моделювань, так і експериментальних вимірювань у безеховій камері, а також проведено вимірювання для детектування ефекту мікро-Доплера за допомогою радару неперервної хвилі).

5. **Tkach, V.** (2024). Access Control System Based on Ring Resonator's Sensitive Properties. *Security of Infocommunication Systems and Internet of Things*, 2(1), 01012. <https://doi.org/10.31861/sisiot2024.1.01012>
6. **Ткач, В.** (2024). Адаптивний смуговий фільтр мікрохвильового діапазону частот. *Вісник Вінницького політехнічного інституту*, (5), 102–108. <https://doi.org/10.31649/1997-9266-2024-176-5-102-108>

Наукові праці, що підтверджують апробацію матеріалів дисертації:

7. Vovchuk, D., Khobzei, M., **Tkach, V.**, Eliashiv, O., Tzidki, O., Grotov, K., Bobrovs, V., Glam, A., & Ginzburg, P. (2024). Micro-Doppler encoding for long-range drone monitoring. *2024 Eighteenth International Congress on Artificial Materials for Novel Wave Phenomena (Metamaterials)*, 1–3. <https://doi.org/10.1109/Metamaterials62190.2024.10703226> (особистий внесок: проведено комп'ютерні моделювання ЕМ-характеристик пропелера БПЛА, модифікованого пасивними резонансними елементами у вигляді наліпок, а також виготовлено експериментальні зразки таких елементів; проведено експериментальні випробування як у лабораторних, так і в реальних умовах для отримання сигналів мікро-Доплера та оцінки якості детектування БПЛА, оснащених такими резонаторами).
8. Andriichuk, K., Derevesnikova, Y., **Tkach, V.**, & Haliuk, S. (2022). Wire media applications for devices of EM power transfer at broad microwave and sub-THz frequency bands (survey). *2022 IEEE 16th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*, 1-4. <https://doi.org/10.1109/TCSET55632.2022.9766870> (особистий внесок: проведено аналіз літературних джерел щодо використання однопозитивних метаматеріалів для передачі ЕМ-сигналів у широкому діапазоні частот, що дає змогу використовувати такі

структури для створення хвилеводів мікрохвильового та терагерцового діапазону частот.).

9. **Ткач, В.,** Хобзей, М., Апостолюк, М., Івоняк Ю., & Вовчук Д (2022). Дослідження характеристик смугового фільтра на основі розрізних кільцевих резонаторів. *Міжнародна науково-практична конференція «Молодіжна наука заради миру та розвитку»*, 653–655. <https://archer.chnu.edu.ua/xmlui/handle/123456789/6979> (особистий внесок: створено експериментальний макет та проведено лабораторні вимірювання смугового фільтра у вигляді лінії передавання на основі РКР).

**Наукові праці, що додатково відображають результати досліджень,
викладених у дисертаційній роботі:**

10. Гуцул, Т., Жежера, І., & **Ткач, В.** (2023). Особливості класифікації та методів вибору БПЛА. *Технічні науки та технології*, 4(30), 201–212. [https://doi.org/10.25140/2411-5363-2022-4\(30\)-201-212](https://doi.org/10.25140/2411-5363-2022-4(30)-201-212) (особистий внесок: проведено аналіз літературних джерел щодо особливостей класифікації БПЛА та їх застосування в різних сферах людської діяльності).

Апробація матеріалів дисертації

1. Науковий семінар кафедри радіотехніки та інформаційної безпеки Чернівецького національного університету імені Юрія Федьковича, березень 2023; (очна участь)
2. Наукові семінари Інституту фотоніки, електроніки та телекомунікацій Ризького технічного університету – м. Рига, Латвія, жовтень 2023, березень та липень 2024; (очна участь)
3. Науковий семінар Лабораторії динаміки наноструктур Тель-Авівського університету – м. Тель-Авів, Ізраїль, липень 2023; (очна участь)
4. 18th International Congress on Artificial Materials for Novel Wave Phenomena (Metamaterials) – Chania, Greece, 09-14 September, 2024; (очна участь)
5. 9th International IEEE Conference on Microwaves, Communications, Antennas, Biomedical Engineering, and Electronic Systems (COMCAS) – Tel Aviv, Israel, 9-11 July, 2024; (очна участь)
6. 17th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP) – Florence, Italy, 26-31 March, 2023; (очна участь)
7. 11th IEEE Israel and Tel Aviv University Antenna Symposium – Tel Aviv, Israel, 4 May, 2023; (очна участь)
8. IEEE Workshop on Microwave Theory and Technology in Wireless Communications –Riga (Latvia), 04-06 October, 2023; (очна участь)
9. I Міжнародна науково-практична конференція «Молодіжна наука заради миру та розвитку» (МНЗМР) – Чернівці, Україна, 9-11 листопада, 2022; (онлайн участь)

10. 16th IEEE International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET) – Lviv-Slavske, Ukraine, 22-26 February, 2022. (онлайн участь)