

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ЧЕРНІВЕЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ІМЕНІ ЮРІЯ ФЕДЬКОВИЧА

Кваліфікаційна наукова праця
на правах рукопису

ХОБЗЕЙ МИКОЛА МИХАЙЛОВИЧ

УДК 621.372.82:621.396.67

ДИСЕРТАЦІЯ
МЕТАСТРУКТУРИ ІЗ ПАРАЛЕЛЬНИХ ПРОВІДНИКІВ ДЛЯ СИСТЕМ
ПРОВІДНОГО ТА БЕЗПРОВІДНОГО ПЕРЕДАВАННЯ
ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ СИГНАЛІВ

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

—  Хобзей М. М.

Науковий керівник: д.т.н., проф., завідувач кафедри радіотехніки та інформаційної безпеки Саміла Андрій Петрович

Чернівці – 2025

АНОТАЦІЯ

Хобзей М. М. Метаструктури із паралельних провідників для систем провідного та безпроводного передавання електромагнітних сигналів. – 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 розробленню та практичній реалізації функціональних модулів систем провідного та безпроводного передавання електромагнітних (ЕМ) сигналів. Основна увага зосереджена на використанні структур із паралельних провідників (СПП), що дозволяє покращити характеристики приймально-передавального тракту в широкому діапазоні частот, а також забезпечує можливість їх параметричної ідентифікації.

У **вступі** обґрунтовано актуальність теми дисертаційної роботи, сформульовано мету та завдання 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 аналіз літературних джерел, присвячених дослідженню структур із провідників різних типів – СПП, суперлінз, структур із провідників, що розходяться (гіперлінз), та структур із випадковим розміщенням провідників. Проведено детальний аналіз ряду їх застосувань, включаючи пристрої передавання енергії ЕМ хвиль, джерелами яких є як точкові джерела так і цілі зображення, як через прямі чи каскадні структури – хвилеводи, так і вигнуті – ендоскопи; пристрої термофотовольтаїки; антени, тощо. Вивчено можливості виготовлення провідникових структур для їх використання в різних діапазонах частот, що включають діапазони від суб-ГГц та аж до інфрачервоного діапазону частот. Виявлено складність у реалізації структури із провідників, що розходяться, та структури з випадковим

розміщенням провідників. Це безпосередньо відбивається на їх можливих застосуваннях, тоді як останні дослідження СПП продемонстрували значний прогрес та можливість функціонування не лише на частотах резонансів Фабрі-Перо, а й у широкому діапазоні частот. З урахуванням цього сформульовано основні висновки щодо актуальної проблематики досліджень СПП.

Другий розділ присвячено розробленню хвилеводу (ендоскопа) на основі СПП (ЕСПП) для можливості передавання ЕМ хвиль, які випромінюються окремими дискретними джерелами, одночасно по паралельних каналах оптично довгої СПП. Для цього розглянуто можливість передавання через один окремий канал – елементарну комірку (ЕК). Остання складається із чотирьох провідників, які у поперечному перерізі формують квадрат розмірністю a на a (a – відстань між провідниками), в діапазоні частот 0,5-2 ГГц (два перші резонанси Фабрі-Перо). Результати досліджень продемонстрували можливість функціонування такого хвилеводу між резонансами Фабрі-Перо. Таким чином, була розроблена модель СПП розмірністю 10 на 10 металевих провідників, на основі якої досліджено коефіцієнти проходження S_{21} через кожну ЕК. Як наслідок, було визначено можливу роздільну здатність у поперечному перерізі СПП із можливістю подальшого передавання растрових зображень, сформованих масивом дискретних джерел ЕМ хвиль (електрично малих дипольних випромінювачів). Здійснено передавання растрових зображень різної форми (латинські літери R, N та Y) у частотних діапазонах – суб-ГГц (0,3-1 ГГц), ГГц (1-4 ГГц) та суб-ТГц (0,1-1 ТГц) з метою використання таких ЕСПП як багатоканальних хвилеводів радіочастотного діапазону та для медичної ендоскопії і спектроскопії суб-ТГц діапазону. Проведено оцінку помилково відновлених бітів растрового зображення, що передається через оптично довгий ендоскоп на основі СПП шляхом розрахунку спектру значень коефіцієнтів бітових помилок, що засвідчило ефективність роботи при значеннях відношення сигнал/шум 15-20 дБ.

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

- ***Вперше*** запропоновано та експериментально підтверджено методику представлення СПП у вигляді оптично довгого ендоскопа для передавання растрових зображень у широкому суб-ГГц/ГГц (0,3-4 ГГц) та суб-ТГц (0,1-1 ТГц) діапазонах частот шляхом дискретизації СПП на ЕК масиву хвилеводів, апертури яких можна розглядати як окремі пікселі розмірами $2a$ на $2a$, де a – відстань між провідниками. Це уможливило досягнення роздільної здатності менше ніж $0,26\lambda$ для суб-ГГц/ГГц діапазону частот та менше ніж $0,13\lambda$ для суб-ТГц діапазону частот при передаванні енергії ЕМ коливань від окремих незалежних джерел;
- ***Набув подальшого розвитку*** та експериментально підтверджено метод відновлення зображення на приймальній стороні СПП, який полягає в оцифруванні зображення, що детектувалося на приймальній апертурі, шляхом застосування порогового значення, автоматично визначеного за допомогою методу Оцу. Ефективність методу перевірена шляхом оцінювання помилково відновлених бітів растрового зображення на основі розрахунку спектру значень коефіцієнта бітових помилок та доведено ефективну сталість відновлення при значеннях відношення сигнал/шум більше ніж 20 дБ.

У **третьому розділі** вивчався вплив конструктивних параметрів СПП на її ЕМ характеристики на основі зміни радіусу провідників та відстані між ними. Досліджувались коефіцієнти відбивання S_{11} хвилеводного порту модифікованого СПП. Продемонстровано, що положення резонансів Фабрі-Перо, вздовж частотної осі, може змінюватися від 1,138 ГГц до 1,178 ГГц (зсув на 40 МГц) при зміні радіусу провідників від 0,01 мм до 1 мм. Це відповідає значенню коефіцієнту заповнення металом від $3,14 \times 10^{-6}$ до $3,14 \times 10^{-2}$ для фіксованого значення періоду розміщення провідників $a = 10$ мм. Якщо ж коефіцієнт заповнення металом регулюється шляхом зміни

значення періоду розміщення провідників, то відбувається зміна ширини смуги робочих частот. Підтвердженням цього слугують порівняння двох експериментально реалізованих СПП розмірністю: 17 на 7 (провідники діаметром $2r = 1,5$ мм та з періодом розташування $a = 6$ мм) та 27 на 13 (провідники діаметром $2r = 1$ мм та з періодом розташування $a = 10$ мм) металевих провідників, коефіцієнти заповнення металом яких відповідно становили 0,049 та 0,00785. Цей підхід дозволив керувати смугою робочих частот в діапазоні від 40 МГц до 80 МГц, що може задовільнити вимоги сучасних систем безпроводного зв'язку, таких як LTE, LTE-A, 5G, а також у радарних технологіях, де зазвичай вимагається 5-10 % смуги робочих частот від значення носійної частоти.

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

- *Вперше* запропоновано та експериментально підтверджено метод контролю значень частот резонансів Фабрі-Перо (від 1,138 ГГц до 1,178 ГГц) та їх частотної смуги (від 40 МГц до 80 МГц) шляхом зміни радіусу провідників СПП та періоду їх розташування, при цьому значення коефіцієнта заповнення металом змінювались у діапазоні від $3,14 \times 10^{-6}$ до $3,14 \times 10^{-2}$, що дало змогу розробити антену, здатну знайти своє застосування у сучасних системах безпроводного зв'язку, таких як LTE, LTE-A, 5G, а також у радарних технологіях, де зазвичай вимагається 5-10 % смуги робочих частот від значення носійної частоти.

Четвертий розділ присвячено динамічному контролю ЕМ характеристик СПП з метою їх подальшого застосування у вимірювальних системах: а) через модифікацію точкового джерела ЕМ хвиль – детектування в зоні сильної близько-польової взаємодії; б) через оцінювання ефективної площі розсіювання (ЕПР) – детектування в зоні далеко-польової взаємодії. Шляхом імітаційного (комп'ютерного) моделювання здійснено аналіз власних мод та коефіцієнту добротності в залежності від рівня стискання/розтягнення

СПП по осі x та y для СПП розмірністю m на n , де $m = n = [2:2:6]$. Визначено, що оптимальною є розмірність 4 на 4. Розроблення експериментального макета дозволило вирішити актуальне питання реалізації структур такого типу, що дозволяють стискання/розтягнення: а) вибір гнучкого діелектричного матеріалу, здатного розміщувати провідники ($\epsilon \approx 1$), та б) конструювання тримачів для провідників, спроможних забезпечувати збереження сталої відстані між ними вздовж осі, яка не стискається. Як результат експериментальних досліджень, отримано можливість детектування рівня стискання/розтягнення із роздільною здатністю $0,002\lambda$ при середньому значенні середньоквадратичного відхилення (СКВ) для стискання вздовж осей x та y , що у свою чергу склали 0,84 % і 0,5 % відповідно, що наразі є рекордними показниками. Результати імітаційного моделювання та експериментальних досліджень підтвердили можливість віддаленого детектування рівня стискання/розтягнення СПП на основі визначення значень ЕПР.

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

- *Вперше* запропоновано та експериментально підтверджено метод модуляції ЕМ параметрів СПП шляхом зміни відстані між провідниками структури, а отже, зміни ємності структури в цілому та, як результат, контролю значення резонансів Фабрі-Перо. Це уможливило оцінювання величини лінійної деформації стиснення/розтягнення експериментально дослідженого СПП з точністю $0,002\lambda$, що є рекордною роздільною здатністю для таких систем на даний момент;
- *Набув подальшого розвитку* та експериментально підтверджено метод віддаленого контролю лінійної деформації СПП з використанням радарних систем, що уможливорює оцінювання величини стиснення/розтягнення шляхом визначення ЕПР в діапазоні частот 0,8-12 ГГц.

При виконанні дисертаційної роботи отримано наступні практичні результати:

- Розроблено багатоканальний хвилевід на основі СПП (довжина становить $5,3\lambda$ на частоті 4 ГГц), здатний одночасно передавати ЕМ хвилі від дискретних джерел. Такими джерелами були електрично малі ($< 0,12\lambda$ для діапазону частот 0,3-4 ГГц) дипольні антени. Передача здійснюється по паралельних комірках СПП із роздільною здатністю $0,26\lambda$ і менше;
- Розроблено модель оптично довгого ендоскопа на основі СПП у суб-ТГц діапазоні частот із розмірами $0,58$ мм завтовшки та 2 мм завдовжки ($6,6\lambda$ на частоті 1 ТГц). Розробка є перспективною для медичної ендоскопії та спектроскопії, зокрема для передавання растрових зображень, детектування чужорідних клітин у крові пацієнта та розрізнення бактерій різного роду. Досягнуто роздільну здатність $0,13\lambda$ і менше;
- Розроблено антенну конструкцію зі змінними та керованими частотними характеристиками на основі модифікації хвелеводного порту шляхом вмонтування в його апертуру СПП. Антену протестовано в безеховій камері університету Аалто (м. Еспоо, Фінляндія), сертифікованій для вимірювань у мікрохвильовому діапазоні частот від 1 ГГц до 30 ГГц. Дослідження показали, що антена ефективно працює в діапазоні частот $\sim 1,138$ - $1,178$ ГГц із робочою смугою до 80 МГц. Водночас вона може бути легко модифікована для інших діапазонів частот та адаптована до вимог сучасних систем безпроводного зв'язку, зокрема LTE, LTE-A, 5G, а також радарних технологій S-, C- та X-діапазонів частот;
- Розроблено СПП-резонатор, здатний динамічно змінювати свої геометричні параметри, що дозволяє керувати значеннями резонансів Фабрі-Перо. Така структура може бути використана як у розробленні адаптивних антенних систем, так і для створення високоточних

сенсорних технологій, зокрема враховуючи високу точність, що становить $0,002\lambda$, у діапазоні частот 1-12 ГГц. Ефективність роботи цієї структури була протестована в безеховій камері університету Тель-Авіва (м. Тель-Авів, Ізраїль), сертифікованій для вимірювань у мікрохвильовому діапазоні частот від 1 ГГц до 20 ГГц.

Ключові слова: метаматеріали, структури з паралельних провідників, поляризація, інтерференція, електромагнітна хвиля, випромінювання, випромінювання електромагнітного спектру хвиль, оптична анізотропія, розсіювання (об'єкт розсіювання), ефективна площа розсіювання, діаграма спрямованості, візуалізація (біомедична візуалізація), передавально-приймальна антена (резонансна антена), коефіцієнти відбивання і проходження, результати моделювання.

ABSTRACT

Khobzei M. M. Wire media for wired and wireless electromagnetic signal transfer – 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 is devoted to the development and practical implementation of functional modules for systems of wired and wireless transmission of electromagnetic (EM) signals. The main focus is on the use of wire media (WM), which allows improving the characteristics of transmit-receive path in a wide frequency range, and also provides the possibility of their parametric identification.

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** analyzes literary sources devoted to the study of structures made of different types of wires – WM, superlenses, structures made of diverging wires (hyperlenses), and structures with random location of wires. A detailed analysis of a number of their applications has been carried out, including devices for transmitting EM wave energy, the sources of which are both point sources and entire images, both through straight or cascade structures - waveguides, and curved ones - endoscopes; thermophotovoltaic devices; antennas, etc. The possibilities of manufacturing WM structures for their use in various frequency ranges, including ranges from sub-GHz up to the infrared frequency range, have been studied. The complexity of implementing the structure of diverging wires and the structure with random location of wires was revealed. This directly affects their possible applications, whereas recent studies of WM have demonstrated significant progress and the possibility of functioning not only at the Fabry-Perot resonance frequencies, but also in a wide frequency range. Taking this into account, the main conclusions on the current problems of WM research are formulated.

The second section is devoted to the development of a waveguide (endoscope) based on WM (EWM) to enable the transmission of EM waves emitted by separate discrete sources simultaneously through parallel channels of an optically long WM. For this purpose, the possibility of transmission through one separate channel – a unit cell (UC) – was considered. The latter consists of four wires, which in cross-section form a square with dimensions a by a , in the frequency range 0.5-2 GHz (the first two Fabry-Perot resonances). The results of the studies showed the possibility of functioning of such a waveguide between the Fabry-Perot resonances. Thus, a model of the WM with dimensions of 10 by 10 metal wires was developed, on the basis of which the transmission coefficients S_{21} through each UC were investigated. As a result, the possible resolution in the cross-section of the WM was determined with the possibility of further transmission of raster images formed by an array of discrete sources of EM waves (electrically small dipole emitters). The transmission of raster images of various shapes (Latin letters R, N and Y) in the frequency ranges of sub-GHz (0.3-1 GHz), GHz (1-4 GHz) and sub-THz

(0.1-1 THz) was carried out with the aim of using such endoscopes based on WM as multi-channel waveguides of the radio frequency range and for medical endoscopy and spectroscopy of the sub-THz range. An evaluation of erroneously restored bits of a raster image transmitted through an optically long endoscope based on a WM was carried out by calculating the spectrum of values of bit error rates, which confirmed the efficiency of operation at signal-to-noise ratio values of 15-20 dB.

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

- **For the first time**, a method for representing the WM in the form of an optically long endoscope for transmitting raster images in a wide sub-GHz/GHz (0.3-4 GHz) and sub-THz (0.1-1 THz) frequency ranges by discretizing the WM on the UC of an array of waveguides, the apertures of which can be considered as individual pixels with dimensions $2a$ by $2a$, where a is wire spacing, has been proposed and experimentally confirmed. This made it possible to achieve a resolution of less than 0.26λ for the sub-GHz/GHz frequency range and less than 0.13λ for the sub-THz frequency range when transmitting EM oscillation energy from separate independent sources;
- The method of image restoration on the receiving side of the WM ***was further developed*** and experimentally confirmed, which consists in digitizing the image detected at the receiving aperture by applying a threshold value automatically determined using the Otsu method. The effectiveness of the method was verified by evaluating erroneously restored bits of a raster image based on calculating the spectrum of bit error rate values, and the effective stability of restoration was proven at signal-to-noise ratio values greater than 20 dB.

In **the third section**, the influence of the design parameters of the WM on its EM characteristics was studied based on changing the radius of the wires and their spacing. The reflection coefficients S_{11} of the waveguide port of the modified WM were studied. It is demonstrated that the position of the Fabry-Perot resonances,

along the frequency axis, can vary from 1.138 GHz to 1.178 GHz (a shift of 40 MHz) when the radius of the wires changes from 0.01 mm to 1 mm. This corresponds to a metal filling factor value of 3.14×10^{-6} to 3.14×10^{-2} for a fixed value of the wire spacing $a = 10$ mm. If the metal filling factor is adjusted by changing the value of the wire spacing, then the width of the operating frequency band changes. This is confirmed by a comparison of two experimentally implemented WM with dimensions: 17 by 7 (wires with a diameter of $2r = 1.5$ mm and a spacing $a = 6$ mm) and 27 by 13 (wires with a diameter of $2r = 1$ mm and a spacing $a = 10$ mm) of metal wires, the metal filling coefficients of which were 0.049 and 0.00785, respectively. This approach made it possible to control the operating frequency band in the range from 40 MHz to 80 MHz, which can meet the requirements of modern wireless communication systems such as LTE, LTE-A, 5G, as well as in radar technologies, where 5-10 % of the operating frequency band of the carrier frequency value is usually required.

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

- **For the first time**, a method for controlling the values of the Fabry-Perot resonance frequencies (from 1.138 GHz to 1.178 GHz) and their frequency band (from 40 MHz to 80 MHz) by changing the radius of the WM wires and their spacing was proposed and experimentally confirmed, in doing so, the values of the metal filling factor varied in the range from 3.14×10^{-6} to 3.14×10^{-2} , which made it possible to develop an antenna capable of finding its application in modern wireless communication systems, such as LTE, LTE-A, 5G, as well as in radar technologies, where typically 5-10 % of the operating frequency band of the carrier frequency value is required.

The fourth section is devoted to the dynamic control of the EM characteristics of WM with the aim of their further application in measuring systems: a) through modification of the point source of EM waves – detection in the zone of strong near-field interaction, b) through estimation of the radar cross-section (RCS) – detection in the zone of far-field interaction. By means of simulation modeling, an

analysis of the eigenmodes and quality factor was carried out depending on the compression/stretching level of the WM along the x and y axis for the WM with dimensions m by n , where $m = n = [2:2:6]$. It was determined that the optimal dimension is 4 by 4. The development of an experimental model allowed us to solve the urgent issue of implementing structures of this type that allow compression/stretching: a) choosing a flexible dielectric material capable of accommodating wires ($\epsilon \approx 1$), and b) designing holders for wires capable of maintaining a constant distance between them along the axis that is not compressed. As a result of experimental studies, the ability to detect the level of compression/stretching with a resolution of 0.002λ was obtained with an average value of the root mean square deviation for compression along the x and y axes, which in turn amounted to 0.84 % and 0.5 %, respectively, which are currently record indicators. The results of simulation modeling and experimental studies confirmed the possibility of remote detection of the level of compression/tension of the WM based on the determination of RCS values.

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

- **For the first time**, a method of modulating the EM parameters of the WM by changing the distance between the wires of the structure, and therefore, changing the capacitance of the structure as a whole and, as a result, controlling the value of the Fabry-Perot resonances, was proposed and experimentally confirmed. This made it possible to estimate the magnitude of the linear compression/tension deformation of the experimentally studied WM with an accuracy of 0.002λ , which is a record resolution for such systems at the moment;
- The method of remote control of linear deformation of WM using radar systems **has been further developed** and experimentally confirmed, which makes it possible to estimate the magnitude of compression/tension by determining the RCS in the frequency range of 0.8-12 GHz.

The following practical results were obtained during the dissertation work:

- A multi-channel waveguide based on WM (the length is 5.3λ at a frequency of 4 GHz) has been developed, capable of simultaneously transmitting EM waves from discrete sources. Such sources were electrically small ($< 0.12\lambda$ for the frequency range 0.3-4 GHz) dipole antennas. Transmission is carried out over parallel WM cells with a resolution of 0.26λ or less;
- A model of an optically long endoscope based on WM in the sub-THz frequency range with dimensions of 0.58 mm thick and 2 mm long (6.6λ at a frequency of 1 THz) has been developed. The development is promising for medical endoscopy and spectroscopy, in particular for transmitting raster images, detecting foreign cells in a patient's blood, and distinguishing bacteria of various kinds. A resolution of 0.13λ and less has been achieved;
- An antenna design with variable and controllable frequency characteristics has been developed based on the modification of the waveguide port by embedding the WM in its aperture. The antenna was tested in the anechoic chamber of Aalto University (Espoo, Finland), certified for measurements in the microwave frequency range from 1 GHz to 30 GHz. Studies have shown that the antenna operates effectively in the frequency range of ~ 1.138 - 1.178 GHz with an operating bandwidth of up to 80 MHz. At the same time, it can be easily modified for other frequency ranges and adapted to the requirements of modern wireless communication systems, in particular LTE, LTE-A, 5G, as well as radar technologies of S-, C- and X-band frequencies;
- A WM resonator has been developed that is capable of dynamically changing its geometric parameters, which allows controlling the values of the Fabry-Perot resonances. Such a structure can be used both in the development of adaptive antenna systems and for the creation of high-precision sensor technologies, in particular, taking into account the high

accuracy of 0.002λ in the frequency range of 1-12 GHz. The efficiency of this structure was tested in the anechoic chamber of Tel Aviv University (Tel Aviv, Israel), certified for measurements in the microwave frequency range from 1 GHz to 20 GHz.

Keywords: metamaterials, wire media, polarization, interference, electromagnetic wave, radiation, electromagnetic wave spectrum radiation, optical anisotropy, scattering (scattering object), radar cross-section, radiation pattern, imaging (biomedical imaging), transmitting-receiving antenna (resonant antenna), reflection and transmission coefficients, numerical results.

СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

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

1. **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> (Scopus, Q2) (особистий внесок: досліджено СПП із керованими ЕМ характеристиками за допомогою механічної модуляції, виконано комп'ютерне моделювання та експерименти зі стискання й розтягнення структури вздовж двох осей).
2. Vovchuk, D., **Khobzei, M.**, Apostoliuk, M., Tkach, V., & Simovski, C. (2023). Broadband transfer of binary images via optically long wire media. *Nanophotonics*, 12(14), 2797–2807. <https://doi.org/10.1515/nanoph-2022-0538> (Scopus, Q1) (особистий внесок: розроблено модель ЕСПП, виконано її моделювання, створено

макет і досліджено передавання растрових зображень у робочому частотному діапазоні).

3. 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> (Scopus, Q3) (особистий внесок: запропоновано модифікацію хвильового порту з інтегрованими СПП, виконано моделювання випромінювання ЕМ хвиль, аналіз коефіцієнтів відбивання S_{11} , діаграм спрямованості та електричного поля в апертурі, розроблено зразки СПП із різним заповненням металом і проведено вимірювання коефіцієнтів S_{11}).

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

4. **Khobzei, M.** (2024). Sub-GHz Broadband Multi-channel Waveguiding Based on Subwavelength Wire Media. *Security of Infocommunication Systems and Internet of Things*, 2(1), 01010. <https://doi.org/10.31861/sisiot2024.1.01010>
5. Політанський, Л., Вовчук, Д., Галюк, С., **Хобзей, М.**, & Робулець, П. (2020). Застосування провідникових метаструктур у радіотехнічних засобах для передавання та випромінювання ЕМ хвиль (огляд). *Вісник Вінницького політехнічного інституту*, (3), 102–110. <https://doi.org/10.31649/1997-9266-2020-150-3-102-110> (особистий внесок: проведено аналіз літературних джерел щодо пристроїв передавання ЕМ сигналів на основі СПП у вузько- та широкосмугових частотних діапазонах).

Наукові праці, що підтверджують апробацію матеріалів дисертації:

6. **Khobzei, M.**, Tkach, V., Haliuk, S., Samila, A., Bobrovs, V., Ginzburg, P., Simovski, C., & Vovchuk, D. (2024). Deformable Wire Media Resonators. 2024 *Eighteenth International Congress on Artificial Materials for Novel Wave Phenomena (Metamaterials)*, 1–4. <https://doi.org/10.1109/Metamaterials62190.2024.10703307> (особистий внесок: досліджено СПП із керованими ЕМ характеристиками за допомогою механічної модуляції, виконано комп'ютерне моделювання та експерименти зі стискання й розтягнення структури вздовж двох осей).
7. **Khobzei, M.**, Vovchuk, D., Apostoliuk, M., Tkach, V., & Simovski, C. (2022). Optically Long Broadband Digital Endoscope. 2022 *Sixteenth International Congress on Artificial Materials for Novel Wave Phenomena (Metamaterials)*, 1–4. <https://doi.org/10.1109/Metamaterials54993.2022.9920839> (особистий внесок: розроблено модель ЕСПП, виконано її моделювання, створено макет і досліджено передавання растрових зображень у робочому частотному діапазоні).
8. Robulets, P., Vovchuk, D., **Khobzei, M.**, Derevesnikova, Y., Apostolyuk, M., & Politanskyi, L. (2020). Multiple harmonic signal transfer using wire media structure. 2020 *IEEE 15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*, 1–4. <https://doi.org/10.1109/TCSET49122.2020.235408> (особистий внесок: запропоновано СПП як масив елементарних комірок для передавання зображень, проведено моделювання з передавання гармонічних сигналів та оцінки розподілу електричного поля).
9. Vovchuk, D., Haliuk, S., **Khobzei, M.**, & Robulets, P. (2018). Simple principles of antennas modification based on metamaterials (survey). 2018

- International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T)), 277–280.*
<https://doi.org/10.1109/INFOCOMMST.2018.8632059> (особистий внесок: запропоновано модифікацію хвилеводного порту з інтегрованими СПП, виконано моделювання випромінювання ЕМ хвиль, аналіз коефіцієнтів відбивання S_{11} , діаграм спрямованості та електричного поля в апертурі, розроблено зразки СПП із різним заповненням металом і проведено вимірювання коефіцієнтів S_{11}).
10. Vovchuk, D., **Khobzei, M.**, & Zhadan, I. (2018). Properties of antennas modified by wire media. 2018 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo), 1–4. <https://doi.org/10.1109/UkrMiCo43733.2018.9047582> (особистий внесок: запропоновано модифікацію хвилеводного порту з інтегрованими СПП, виконано моделювання випромінювання ЕМ хвиль, аналіз коефіцієнтів відбивання S_{11} , діаграм спрямованості та електричного поля в апертурі, розроблено зразки СПП із різним заповненням металом і проведено вимірювання коефіцієнтів S_{11}).
11. **Хобзей, М.**, Ткач, В., Еліяшів, О., Хавруняк, М., & Вовчук, Д. (2023). Широкопasmове передавання зображень через структуру із паралельних провідників. II Міжнародна науково-практична конференція «Молодіжна наука заради миру та розвитку», 425–428. <https://archer.chnu.edu.ua/xmlui/handle/123456789/8523> (особистий внесок: розроблено модель ЕСПП, виконано її моделювання, створено макет і досліджено передавання растрових зображень у робочому частотному діапазоні).
12. **Khobzei, M.**, Khavruniak, M., Andriichuk, K., & Vovchuk, D. (2021). Imaging within wire media unit cell performed on PCB. *Physical and technological problems of transmission, processing and storage of information in infocommunication systems: Proceedings of IXth*

<https://drive.google.com/file/d/1TlIeBHjRasLWDJBP5z08ARj65LvEnDkH/view?usp=sharing> (особистий внесок: запропоновано СПП як масив елементарних комірок для передавання зображень, проведено моделювання з передавання гармонічних сигналів і оцінки робочої смуги частот між резонансами Фабрі-Перо).

13. Політанський, Л., Вовчук, Д., **Хобзей, М.**, Хавруняк, М., & Андрійчук, К. (2020). Випромінювання електромагнітних хвиль через структуру із паралельних провідників зі змінними конструктивними параметрами. *X Міжнародна науково-практична конференція «Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіотехніки, телекомунікацій та інформаційних технологій».*, 44–46. http://rtt.zntu.edu.ua/data/Tezy_NUZP_2020.pdf (особистий внесок: запропоновано модифікацію хвилеводного порту з інтегрованими СПП, виконано моделювання випромінювання ЕМ хвиль, аналіз коефіцієнтів відбивання S_{11} , розроблено зразки СПП із різним заповненням металом і проведено вимірювання коефіцієнтів S_{11}).
14. **Khobzei, M.**, Apostolyuk, M., & Vovchuk, D. (2018). Model of antenna modified by regular wire media for control of its main characteristics. *International Youth Science Forum “Litteris et Artibus”*, 34–35. <https://doi.org/10.23939/lea2018.01.034> (особистий внесок: запропоновано модифікацію хвилеводного порту з інтегрованими СПП, виконано моделювання випромінювання ЕМ хвиль, аналіз коефіцієнтів відбивання S_{11} , розроблено зразки СПП із різним заповненням металом і проведено вимірювання коефіцієнтів S_{11}).

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

15. **Khobzei, M.,** Vovchuk, D., & Michalska, M. (2018). Overview of applications of wire medium in radio engineering means. *Informatyka Automatyka Pomiaru w Gospodarce i Ochronie Środowiska*, 8(4), 32–35. <https://doi.org/10.5604/01.3001.0012.8023> (особистий внесок: проведено аналіз літературних джерел щодо пристроїв передавання ЕМ сигналів на основі СПП у вузько- та широкосмугових частотних діапазонах).

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ	22
ВСТУП.....	23
РОЗДІЛ 1. ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ.....	33
1.1. Застосування та класифікація метаматеріалів	33
1.1.1. Структури типу ENG	37
1.1.2. Структури типу MNG	38
1.1.3. Структури типу DNG.....	40
1.2. Провідникові метаструктури	42
1.2.1. Метаструктури з паралельних провідників.....	44
1.2.2. Метаструктури з провідників, що розходяться.....	45
1.2.3. Метаструктури з випадковим розміщенням провідників	48
1.3. Застосування метаструктур із паралельних провідників.....	50
1.3.1. Ширококугове передавання енергії ЕМ хвиль	51
1.3.2. Ендоскоп на основі провідникових метаструктур.....	54
1.3.3. Передавання неперервного плоского зображення.....	57
1.3.4. Передавання растрового зображення на частоті резонансу Фабрі-Перо	64
Висновки до розділу 1.....	66
РОЗДІЛ 2. ПЕРЕДАВАННЯ РАСТРОВИХ ЗОБРАЖЕНЬ ЧЕРЕЗ ОПТИЧНО ДОВГІЙ ХВИЛЕВІД НА ОСНОВІ СПП	68
2.1. Дослідження елементарної комірки СПП	69
2.2. Опис ідеї реалізації	75
2.3. Дослідження просторової роздільної здатності апертури СПП у мікрохвильовому діапазоні частот	76
2.4. Растрова візуалізація в широкому частотному діапазоні	80
2.5. Експериментальні дослідження передавання растрових зображень у широкому діапазоні ГГц частот. Стійкість передавання до впливу шумів	83
2.6. Передавання растрових зображень у широкому діапазоні суб-ГГц.....	87
2.7. Передавання растрових зображень у надширокому діапазоні суб-ТГц частот через оптично довгий СПП	92
Висновки до розділу 2.....	98

РОЗДІЛ 3. КЕРУВАННЯ РЕЗОНАНСНИМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ СПП ШЛЯХОМ КОНТРОЛЮ ОСНОВНИХ ЇЇ КОНСТРУКТИВНИХ ПАРАМЕТРІВ.....	101
3.1. Коефіцієнт заповнення металом.....	101
3.2. Контроль частотними характеристиками. Комп'ютерне моделювання	102
3.3. Контроль частотними характеристиками. Експериментальні дослідження	107
Висновки до розділу 3.....	110
РОЗДІЛ 4. ДИНАМІЧНИЙ КОНТРОЛЬ ЕМ ХАРАКТЕРИСТИК СПП ШЛЯХОМ ЇЇ МЕХАНІЧНОЇ ДЕФОРМАЦІЇ.....	112
4.1. Модальний аналіз механічного стискання СПП.....	114
4.2. Експериментальні дослідження стискання СПП – провідне детектування рівня стискання.....	121
4.3. Локалізація резонансів за допомогою методу контурної матриці.....	124
4.4. Дослідження ЕПР СПП резонатора – безпровідне детектування рівня стискання.....	127
4.5. Експериментальне підтвердження ЕПР для СПП	134
Висновки до розділу 4.....	136
ВИСНОВКИ	138
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	141
ДОДАТКИ.....	165

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

СП – структура з провідників;
ПМ – провідникова метаструктура;
СПП – структура з паралельних провідників;
ММ – метаматеріали;
ЕМ – електромагнітний;
РКР – розрізний кільцевий резонатор;
ENG – epsilon-negative (епсилон-негативний);
MNG – mu-negative (мю-негативний);
DNG – double-negative (подвійно негативний);
ЕСПП – ендоскоп на основі структури з паралельних провідників;
ЕК – елементарна комірка;
ІЧ – інфрачервоний;
SNR – signal-to-noise ration (співвідношення сигнал/шум);
BER – bit error ratio (коефіцієнт бітових помилок);
PSK – pre-shared key (заздалегідь наданий ключ);
АБГШ – адитивний білий гаусівський шум;
СКВ – середньоквадратичне відхилення;
ЕПР – ефективна площа розсіювання;
ТЕ – просторова поляризована електрична хвиля;
ТМ – просторова поляризована магнітна хвиля;
ТЕМ – просторова поляризована електромагнітна хвиля.

ВСТУП

Обґрунтування вибору теми дослідження. Сучасні технології – це динамічний процес, що ставить перед дослідниками та інженерами-розробниками нові завдання, викликані значним попитом суспільства. Серед них вагоме значення набуває зростання обсягу інформаційного трафіку, яке безпосередньо залежить від пристроїв приймання-передавання інформації та методів її оброблення. Такі наукові та інженерні задачі наразі переважно вирішуються шляхом розширення спектру робочих частот, що часто обмежується допустимими державними та міжнародними стандартами.

У даній роботі вирішення проблеми передавання значних обсягів інформаційного трафіку здійснюється через використання СПП, що є одним із класів метаматеріалів (ММ). Шляхом їх дослідження із застосуванням удосконалених та нових методів, а також деяких інженерних підходів показано можливість керування в часі основними характеристиками СПП. Також досліджено можливості провідного та безпровідного передавання інформаційних сигналів різних типів, що можуть утворювати кластеризований потік інформації (МІМО технологія). Це дозволить зменшити діапазон робочих частот та одночасно збільшити інформаційну ємність передавання сигналів з використанням ЕМ коливань.

Одночасно з цим наукові дослідження показали можливість передавання ЕМ хвиль у надширокому діапазоні частот. Однак проблема імплементації цих хвиль у пристрої ендоскопії та спектроскопії, які можуть бути використані у пристроях медичної діагностики, залишається невирішеною. Це завдання, яке передбачає необхідність передавання зображень високої якості в широкому діапазоні частот, у дисертаційній роботі вирішується шляхом дискретизації скануючої поверхні ендоскопа та оцифрування, що забезпечить передавання необхідних зображень.

Мета і завдання дослідження. Метою дисертаційної роботи є розроблення та практична реалізація функціональних модулів систем

провідного та безпровідного передавання ЕМ сигналів шляхом використання СПП, що дозволяє покращити характеристики приймально-передавального тракту в широкому діапазоні частот з можливістю їх параметричної ідентифікації.

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

1. Провести аналіз сучасних літературних джерел щодо розроблення пристроїв передавання ЕМ сигналів, неперервних та растрових зображень через СПП у вузькому та широкому діапазонах частот, ознайомитися з основними властивостями та характеристиками процесів випромінювання антен, модифікованих з використанням метаструктур;

2. Розробити імітаційну модель структури хвилеводу на основі СПП (ендоскопа), провести моделювання й аналіз процесів передавання ЕМ сигналів та визначити основні параметри й характеристики для розроблення експериментального макету;

3. Розробити експериментальний макет хвилеводу на основі СПП із визначеними параметрами, провести експериментальні дослідження передавання ЕМ сигналів через структуру, здійснити аналіз прийнятих сигналів та оцінити робочу смугу частот;

4. Виконати експериментальні дослідження формування та передавання растрових зображень через розроблений хвилевід на основі СПП у робочій смузі частот, підтвердити його широкосмугові властивості в діапазонах частот суб-ГГц/ГГц та суб-ТГц;

5. Розробити імітаційну модель широкосмугової прийомо-передавальної антени шляхом розміщення СПП в хвилеводі. Провести моделювання процесів випромінювання ЕМ хвиль, проаналізувати коефіцієнти відбивання S_{11} та діаграми спрямованості;

6. Розробити експериментальні макети СПП із різним значенням коефіцієнта заповнення металом та провести вимірювання частотних залежностей коефіцієнтів відбивання S_{11} ;

7. Провести імітаційне моделювання та експериментальні дослідження розробленої СПП з керованими в часі характеристиками, зокрема керування значенням резонансної частоти через механічну модуляцію – стиснення/розтягнення структури одночасно чи окремо вздовж двох осей;

8. Здійснити імітаційне моделювання та експериментальні дослідження можливості віддаленого детектування рівня стиснення/розтягнення на основі визначення ЕПР СПП.

Предмет дослідження. Імітаційні моделі та експериментальні макети СПП, що функціонують у широкій смузі діапазонів частот суб-ГГц/ГГц та суб-ТГц, а також СПП з варіативними та контрольованими характеристиками.

Об’єкт дослідження. Процеси передавання та приймання гармонічних та широкосмугових сигналів через СПП у широкій смузі діапазонів частот суб-ГГц/ГГц та суб-ТГц.

Методи досліджень. Для проведення досліджень використовувалося програмне забезпечення CST Studio Suite, яке забезпечує точне розв’язання систем рівнянь Максвелла у часовій та частотній областях. Це дозволило отримати вичерпні характеристики ЕМ хвиль у пропонованих структурах. Крім того, для аналізу та обробки даних застосовувалися інструменти Matlab & Simulink, які надають широкий спектр методів математичного моделювання, чисельних розрахунків і спектрального аналізу сигналів, зокрема метод швидкого перетворення Фур’є. У роботі також використано фундаментальні принципи теорії електродинаміки та концепції поширення ЕМ хвиль у метаматеріальних середовищах. Експериментальні дослідження базувалися на використанні сучасних методів вимірювання таких параметрів, як коефіцієнти відбивання і проходження, ЕПР, а також діаграми спрямованості. Всі експерименти проводилися в мікрохвильових безехових камерах із використанням високоточних вимірювальних приладів, що мінімізувало похибки й забезпечило надійність результатів.

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

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Дослідження щодо використання СПП для передавання енергії ЕМ хвиль та для реалізації ендоскопів і антен на їх основі проводилися на кафедрі радіотехніки та інформаційної безпеки Чернівецького національного університету імені Юрія Федьковича з 2016 року в межах науково-дослідницької роботи: «Методи та засоби передавання, оброблення і зберігання інформації в інфо-комунікаційних системах» (Держ. реєстр. №0116U001433, 2016-2020 рр.).

Дисертаційна робота виконувалася відповідно до наукового напрямку кафедри радіотехніки та інформаційної безпеки та в межах нової науково-дослідницької роботи: «Методи формування сигнальних конструкцій та інформаційні процеси програмно-апаратної взаємодії ширококутових телекомунікаційних систем та Інтернету речей» (Держ. реєстр. №0121U112870, 2021-2025 рр.).

Дослідження, представлені в дисертаційній роботі також виконувалися в рамках таких науково-технічних проєктів та науково-дослідних робіт:

- Науково-дослідна робота за грантом Чернівецького національного університету імені Юрія Федьковича для молодих вчених «Розроблення багатоканального хвилеводу на основі метаструктури із паралельних провідників з можливістю передавання растрових зображень у широкому діапазоні частот» (наказ ректора від 15.09.2021 р. №298 «Про результати конкурсу грантів ЧНУ для молодих науковців», 2021 р.).
- Проєкт науково-технічної (експериментальної) розробки молодих вчених «Портативний комплекс для наземного аерозондування вибухових закладок», (Держ. реєстр. №0123U100679, 2023-2025 рр.).

- Проект науково-технічної (експериментальної) розробки молодих вчених «Розроблення апаратно-програмних засобів виявлення вибухових та наркотичних речовин на основі методу ядерного квадрупольного резонансу», (Держ. реєстр. №0120U101249, 2020-2022 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 бездротових систем зв'язку» (замовник – ПП «АРТОН», договір №18.000, 2024 р.).

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

- ***Вперше*** запропоновано та експериментально підтверджено методику представлення СПП у вигляді оптично довгого ендоскопа для передавання растрових зображень у широкому суб-ТГц/ТГц (0,3-4 ТГц) та суб-ТГц (0,1-1 ТГц) діапазонах частот шляхом дискретизації СПП на ЕК масиву хвилеводів, апертури яких можна розглядати як окремі пікселі розмірами $2a$ на $2a$, де a – відстань між провідниками. Це уможливило досягнення роздільної здатності менше ніж $0,26\lambda$ для суб-ТГц/ТГц діапазону частот та менше ніж $0,13\lambda$ для суб-ТГц діапазону частот при передаванні енергії ЕМ коливань від окремих незалежних джерел;
- ***Набув подальшого розвитку*** та експериментально підтверджено метод відновлення зображення на приймальній стороні СПП, який полягає в оцифруванні зображення, що детектувалося на приймальній апертурі, шляхом застосування порогового значення, автоматично визначеного за допомогою методу Оцу. Ефективність методу

- перевірена шляхом оцінювання помилково відновлених бітів растрового зображення на основі розрахунку спектру значень коефіцієнта бітових помилок та доведено ефективну сталість відновлення при значеннях відношення сигнал/шум більше ніж 20 дБ;
- ***Вперше*** запропоновано та експериментально підтверджено метод контролю значень частот резонансів Фабрі-Перо (від 1,138 ГГц до 1,178 ГГц) та їх частотної смуги (від 40 МГц до 80 МГц) шляхом зміни радіусу провідників СПП та періоду їх розташування, при цьому значення коефіцієнта заповнення металом змінювались у діапазоні від $3,14 \times 10^{-6}$ до $3,14 \times 10^{-2}$, що дало змогу розробити антену, здатну знайти своє застосування у сучасних системах безпроводного зв'язку, таких як LTE, LTE-A, 5G, а також у радарних технологіях, де зазвичай вимагається 5-10 % смуги робочих частот від значення носійної частоти;
 - ***Вперше*** запропоновано та експериментально підтверджено метод модуляції ЕМ параметрів СПП шляхом зміни відстані між провідниками структури, а отже, зміни ємності структури в цілому та, як результат, контролю значення резонансів Фабрі-Перо. Це уможливило оцінювання величини лінійної деформації стиснення/розтягнення експериментально дослідженого СПП з точністю $0,002\lambda$, що є рекордною роздільною здатністю для таких систем на даний момент;
 - ***Набув подальшого розвитку*** та експериментально підтверджено метод віддаленого контролю лінійної деформації СПП з використанням радарних систем, що уможливлює оцінювання величини стиснення/розтягнення шляхом визначення ЕПР в діапазоні частот 0,8-12 ГГц.

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

- Розроблено багатоканальний хвилевід на основі СПП (довжина становить $5,3\lambda$ на частоті 4 ГГц), здатний одночасно передавати ЕМ хвилі від дискретних джерел. Такими джерелами були електрично малі ($< 0,12\lambda$ для діапазону частот 0,3-4 ГГц) дипольні антени. Передача здійснюється по паралельних комірках СПП із роздільною здатністю $0,26\lambda$ і менше;
- Розроблено модель оптично довгого ендоскопа на основі СПП у суб-ТГц діапазоні частот із розмірами 0,58 мм завтовшки та 2 мм завдовжки ($6,6\lambda$ на частоті 1 ТГц). Розробка є перспективною для медичної ендоскопії та спектроскопії, зокрема для передавання растрових зображень, детектування чужорідних клітин у крові пацієнта та розрізнення бактерій різного роду. Досягнуто роздільну здатність $0,13\lambda$ і менше;
- Розроблено антенну конструкцію зі змінними та керованими частотними характеристиками на основі модифікації хвелеводного порту шляхом вмонтування в його апертуру СПП. Антену протестовано в безеховій камері університету Аалто (м. Еспоо, Фінляндія), сертифікованій для вимірювань у мікрохвильовому діапазоні частот від 1 ГГц до 30 ГГц. Дослідження показали, що антена ефективно працює в діапазоні частот $\sim 1,138$ - $1,178$ ГГц із робочою смугою до 80 МГц. Водночас вона може бути легко модифікована для інших діапазонів частот та адаптована до вимог сучасних систем безпроводного зв'язку, зокрема LTE, LTE-A, 5G, а також радарних технологій S-, C- та X-діапазонів частот;
- Розроблено СПП-резонатор, здатний динамічно змінювати свої геометричні параметри, що дозволяє керувати значеннями резонансів Фабрі-Перо. Така структура може бути використана як у розробленні адаптивних антенних систем, так і для створення високоточних сенсорних технологій, зокрема враховуючи високу точність, що становить $0,002\lambda$, у діапазоні частот 1-12 ГГц. Ефективність роботи

цієї структури була протестована в безеховій камері університету Тель-Авіва (м. Тель-Авів, Ізраїль), сертифікованій для вимірювань у мікрохвильовому діапазоні частот від 1 ГГц до 20 ГГц.

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:

1. Наукових семінарах кафедри радіотехніки та інформаційної безпеки Чернівецького національного університету імені Юрія Федьковича; (очна участь)
2. Наукових семінарах Інституту фотоніки, електроніки та телекомунікацій Ризького технічного університету – м. Рига, Латвія, жовтень 2023, березень та липень 2024; (очна участь)
3. Наукових семінарах Лабораторії динаміки наноструктур Тель-Авівського університету – м. Тель-Авів, Ізраїль, жовтень 2019, 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. II Міжнародна науково-практична конференція «Молодіжна наука заради миру та розвитку» (МНЗМР) – Чернівці, Україна, 8-10 листопада, 2023; (онлайн участь)
8. 16th International Congress on Artificial Materials for Novel Wave Phenomena (Metamaterials) – Siena, Italy, 12-17 September, 2022; (очна участь)
9. 2nd IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW) – Kharkiv, Ukraine, 14-18 November, 2022; (онлайн участь)
10. 9th International Scientific-Practical Conference Physical and Technological Problems of Transmission, Processing and Storage of Information in Infocommunication Systems (PREDT) – Chernivtsi-Suceava, Ukraine-Romania, 21-23 October, 2021; (очна участь)
11. X Міжнародна науково-практична конференція «Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіотехніки, телекомунікацій та інформаційних технологій» – Запоріжжя, Україна, 7-9 жовтня 2020; (очна участь)
12. 15th IEEE International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET) – Lviv-Slavske, Ukraine, 25-29 February, 2020; (очна участь)
13. 8th International Scientific-Practical Conference Physical and Technological Problems of Transmission, Processing and Storage of Information in Infocommunication Systems (PREDT) – Chernivtsi, Ukraine, 3-5 October, 2019; (очна участь)

14. 7th International Scientific-Practical Conference Physical and Technological Problems of Transmission, Processing and Storage of Information in Infocommunication Systems (PREDT) – Chernivtsi, Ukraine, 8-10 November, 2018; (очна участь)
15. IEEE International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications. Science and Technology (PICS&T) – Kharkiv, Ukraine, 09-12 October, 2018; (очна участь)
16. IEEE International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo) – Odessa, Ukraine, 10-14 September, 2018; (очна участь)
17. 8th International Youth Science Forum “Litteris et Artibus” – Lviv, Ukraine, 22-24 November, 2018. (очна участь)

Публікації. У рамках виконання дисертаційного дослідження опубліковано 15 наукових праць: 3 статті в міжнародних виданнях, що індексуються у наукометричній базі Scopus, 2 статті опубліковано у наукових фахових виданнях України, статтю – у провідному зарубіжному журналі. Крім того, результати роботи представлені у 9 тезах конференцій, з яких 2 заходи відбулися 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 171 сторінку, містить 62 рисунки, одну таблицю, бібліографічний список із 180 джерел та додатки.

РОЗДІЛ 1. ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ

1.1. Застосування та класифікація метаматеріалів

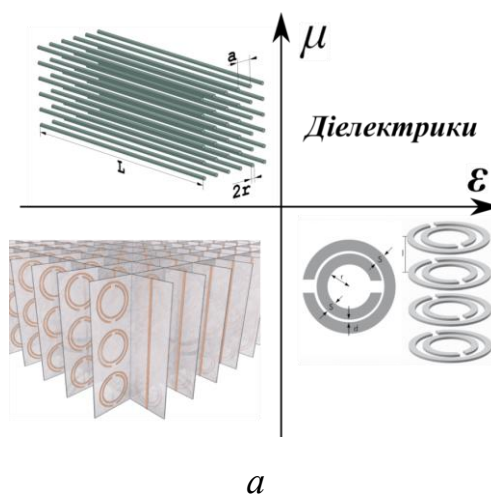
Сучасні пристрої, які використовують міліметрові та субміліметрові довжини хвиль займають важливе місце в широкому спектрі наукових і технічних галузей. Серед них спектроскопія, ендоскопія, супутникові технології, комунікаційні системи, радіоастрономія та багато інших областей, де необхідна висока точність і ефективність передавання, приймання, а також обробки сигналів на високих частотах. Такі пристрої стають основою для розробки нових технологій, сприяючи значному прогресу в науці та техніці. Однак з їхнім розвитком виникають нові вимоги, які ставлять перед інженерами та науковцями складні виклики. Одним із головних завдань сьогодні постає розробка мікрохвильових пристроїв із меншою вагою, покращеними та більш точно контрольованими вихідними характеристиками, що є особливо важливим для використання в портативних системах зв'язку.

В останні роки зацікавлення до досліджень нових підходів для проєктування мікрохвильових компонентів значно зросло. Цей інтерес зумовлений необхідністю вдосконалення існуючих технологій та створення нових пристроїв, які б могли задовольнити зростаючі вимоги до якості сигналу, енергоефективності та надійності. Серед інноваційних підходів, які набули значного розвитку, особливо виділяється впровадження в конструкції мікрохвильових пристроїв нового класу матеріалів, відомих як метаматеріали [1-5]. ММ – це штучно створені структури з ЕМ властивостями, недосяжними для природних матеріалів [6-10].

Історія ММ бере свій початок із середини ХХ століття, коли науковці почали досліджувати можливість створення матеріалів із надприродними/унікальними властивостями. Проте справжній прорив у цій галузі відбувся лише наприкінці 1990-х років з моменту впровадження перших експериментальних методик щодо створення таких матеріалів [11-15]. Основна ідея ММ полягає в їхньому конструюванні: вони складаються з ЕК,

або їх ще називають «метатоми», які можуть мати спеціальну форму і структуру (рис. 1.1а-б). Ці комірки вмонтовуються у базове середовище, яке зазвичай є діелектриком. Властивості метаматеріалів зумовлені взаємодією між цими ЕК та базовим середовищем. Незвичні й навіть неприродні властивості ММ, такі як негативний показник заломлення, не тільки важко досягти з використанням природних матеріалів, але й практично неможливо виявити в них [16-20]. Ці властивості досягаються завдяки поєднанню параметрів середовища та правильно підібраних параметрів ЕК, включаючи в себе різні розміри, форму та конфігурацію окремих комірок, як показано в [16-17].

Зокрема, розмір і період елементарних комірок у більшості ММ значно менші за робочу довжину хвилі. Це дозволяє розглядати їх в якості однорідного середовища з ефективними значеннями діелектричної (ϵ) та магнітної проникності (μ). Таке спрощення робить можливим моделювання складних ЕМ процесів у ММ як у середовищі з ефективними властивостями, що можуть бути налаштовані шляхом маніпуляцій з параметрами окремих комірок. Тобто можлива взаємодія з окремими метаатомами матеріалу, змінюючи їхні властивості. Це дозволяє отримувати потрібні значення для ефективної діелектричної та магнітної проникності.



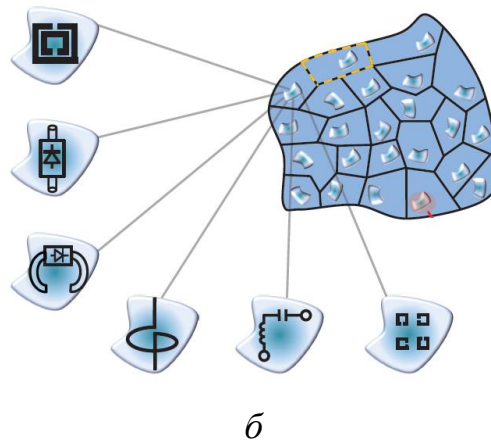


Рис. 1.1. Класифікація фізичних середовищ згідно із значеннями діелектричної (ϵ) і магнітної проникності (μ) – *а*, а також приклади метаматеріальних структур, створених з різних елементарних комірок – *б*.

Цікавим є той факт, що діелектрична і магнітна проникність метаматеріалів можуть не лише значно перевищувати чи поступатися стандартним значенням, але й набувати негативних значень у певних діапазонах частот [21-24]. Це відкриває нові можливості для розробки середовищ з негативним показником заломлення, що має безпрецедентні перспективи в області оптики та фотоніки [25-28]. Наприклад, середовище з негативним показником заломлення може бути використано для створення так званих «суперлінз», здатних формувати зображення з роздільною здатністю, що перевищує межу дифракції [29-32]. Це постає надзвичайно перспективним для розвитку нанотехнологій, де точність і роздільна здатність є критичними параметрами [33]. Крім того, ММ знаходять своє застосування у різноманітних мікрохвильових технологіях [34-42]. До прикладу, хвилеводи на основі ММ можуть забезпечувати передачу сигналу з меншими втратами, що є важливим для підвищення ефективності та надійності комунікаційних систем [43-46]. Резонатори, виготовлені з використанням ММ, можуть мати унікальні характеристики резонансу [47]. Фільтри на основі ММ здатні забезпечувати високий рівень селективності, що є важливим для розділення сигналів у складних системах зв'язку [48]. Поглиначі та розсіювачі, виготовлені з

використанням ММ, можуть бути налаштовані для ефективного поглинання чи розсіювання ЕМ випромінювання в широкому діапазоні частот, що робить їх корисними в радіолокаційних системах та для захисту від ЕМ завад [49-52]. Антени на основі ММ можуть мати унікальні характеристики спрямованості та ефективності приймально-передавальних трактів, що є важливим для забезпечення надійного зв'язку в складних умовах [53-57].

Класифікація ММ є важливим аспектом у розумінні їхніх властивостей та можливості застосування у різних галузях науки і техніки, адже вони зазвичай створюються з періодичних структур і задовольняють параметри ефективного середовища лише в більшості у обмеженому діапазоні частот. Ці параметри відіграють ключову роль у визначенні ЕМ властивостей матеріалів і дають змогу використовувати їх у потрібних технологічних процесах. ММ отримали свою класифікацію, зображену на рис. 1.1а, згідно із значенням ефективної діелектричної та магнітної проникності і поділяються на:

- ENG (ϵ -негативні) – у таких середовищах ϵ негативна, тоді як μ позитивна. Багато різновидів плазм мають таку характеристику. Наприклад, такі метали як золото або срібло, є ENG-матеріалами в інфрачервоному (ІЧ) та видимому діапазонах частот. Метаматеріали, що характеризуються як ENG, можна синтезувати за допомогою провідникових середовищ;
- MNG (μ -негативні) – у таких середовищах ϵ позитивна, а μ негативна. Гіротропні або гіромагнітні матеріали, властивості яких змінюються під впливом квазістатичного магнітного поля, мають таку характеристику. Метаматеріали, що характеризуються як MNG, можна синтезувати за допомогою періодичних структур із розрізними кільцевими резонаторами (РКР) або спіральними резонаторами;
- DNG (подвійно негативні) – у метаматеріалах з негативним показником заломлення, як ϵ , так і μ мають негативні значення. Це призводить до негативного показника заломлення. Їх також називають подвійно негативними метаматеріалами або подвійно негативними матеріалами.

Інші терміни для таких матеріалів «лівобічні середовища», «середовища з негативним показником заломлення» та «середовища зі зворотними хвилями». Метаматеріали, охарактеризовані як DNG, можна синтезувати шляхом поєднання провідників і РКР.

1.1.1. Структури типу ENG

Одним із найвідоміших прикладів природних ENG ММ є плазма, де діелектрична проникність стає негативною на певних частотах. Приміром, від'ємна діелектрична проникність золота та срібла робить їх ефективними ENG ММ у видимій та ІЧ областях. Важливою особливістю ENG ММ є їх здатність взаємодіяти з ЕМ хвилями таким чином, щоб ці хвилі або відбивалися, або загасали під час проходження через матеріал. Це відбувається через те, що хвильовий вектор у таких матеріалах стає уявним і перешкоджає поширенню ЕМ хвиль звичним чином. Замість цього хвилі піддаються експоненційному загасанню, що робить матеріал непрозорим для випромінювання в певному частотному діапазоні [58-59].

Для створення штучних ENG ММ дослідники часто використовують структуровані матеріали, реалізовані з періодично розташованих елементів, таких як металеві провідники [58]. Завдяки сильній залежності електричного поля від геометрії та розмірів СП, приклад якої зображений на рис. 1.2а, їх можна використовувати для створення ефективних ENG ММ. Матеріали можна модифікувати для роботи на частотах довжиною від мм до нм, що робить їх універсальними для різноманітних застосувань. Також до штучно створених ENG структур відносять елементи, складені з індуктивних петель, що утворені двома рамками з прорізами, спрямованими одна до одної (рис. 1.2б) [22]. Внаслідок цього, компенсуючи один одного, виникають протилежно спрямовані магнітні поля, відповідно, резонанс структури повністю залежить від розміру прорізів у рамках.

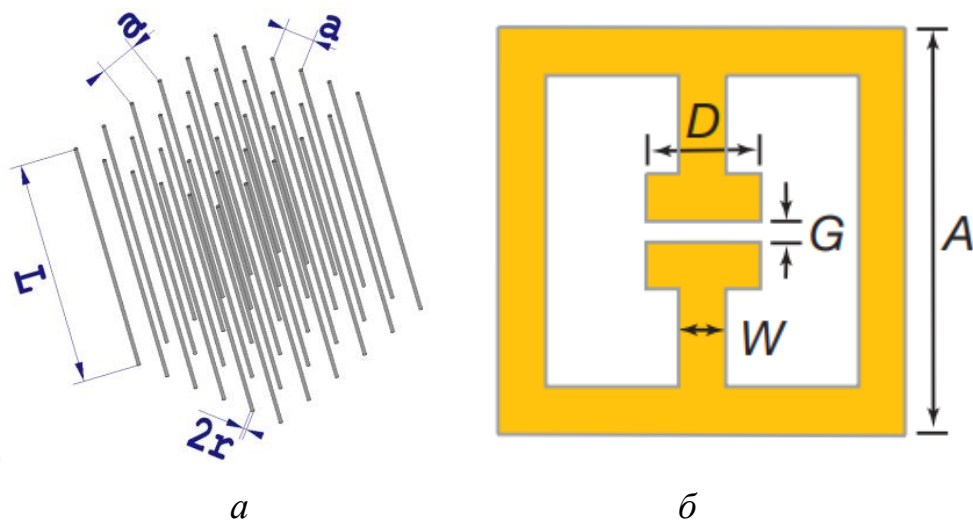


Рис. 1.2. Приклади штучно створених метаматеріалів ENG-типу: СПП – *а* та рамка, в середині якої знаходяться індуктивні петлі з прорізом – *б* [22].

Структури з провідників (СП) мають високочастотні характеристики для вхідної плоскої хвилі, електричне поле якої паралельне до провідників. СП може бути виготовлена з міді, алюмінію, срібла чи золота, і розташована періодично, як показано на рис. 1.2*а*. Ефективна діелектрична проникність визначається за формулою [60]:

$$\varepsilon_p = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2}, \quad (1.1)$$

де ω – це частота поширення ЕМ хвилі, а ω_p – плазмова частота. З формули 1.1. видно, що коли частота поширення нижче плазмової частоти, діелектрична проникність негативна [2]. Ця поведінка схожа на поширення ЕМ хвиль у плазмовому середовищі. Коли частота поширення наближається до плазмової частоти, значення ефективної діелектричної проникності збільшується. На плазмовій частоті ефективна діелектрична проникність дорівнює нулю і відповідає нульовому показнику заломлення [8].

1.1.2. Структури типу MNG

У природі матеріали з негативною магнітною проникністю зустрічаються не часто. У зв'язку з цим MNG-матеріали створюються штучно за допомогою спеціальних структурованих елементів [61-64], таких як РКР або

спіральні резонатори, які зображені на рис. 1.3а-б [65]. Такі елементи являють собою одне, два і більше кілець (можуть бути круглими чи квадратними) з розрізами, розміщеними всередині один одного. При двох і більше кільцях розрізи розташовуються в протилежні до інших кілець сторони (знаходяться на відстані 180 градусів одне від одного). Проміжок між внутрішнім і зовнішнім кільцем діє як конденсатор (C), тоді як самі кільця діють як індуктори (L). Тому комбінація двох кілець виконує функцію резонансного LC-контру. Ефективна магнітна проникність MNG MM визначається формулою [2]:

$$\mu_{eff} = \mu'_{eff} - j\mu''_{eff} = 1 - \frac{f_{mp}^2 - f_0^2}{f^2 - f_0^2 - j\gamma f}, \quad (1.2)$$

де f – це частота сигналу, f_{mp} позначає частоту, при якій (у випадку відсутності втрат) $\mu_{eff} = 0$ (магнітна плазмова частота), f_0 – це частота, при якій μ_{eff} прямує до нескінченності (резонансна частота РКР), а γ – це втрати. Частоти f_{mp} і f_0 залежать від геометричних параметрів РКР, таких як внутрішній і зовнішній радіуси кілець, ширина проміжку між кільцями та ширина розрізу [62].

РКР, у випадку розміщення в періодичному порядку, створюють середовище, яке викликає μ -негативні властивості в певному діапазоні частот. Зокрема, РКР, завдяки своїй конструкції, здатні створювати штучний магнітний резонанс з μ -негативними властивостями в межах вузького діапазону частот [63].

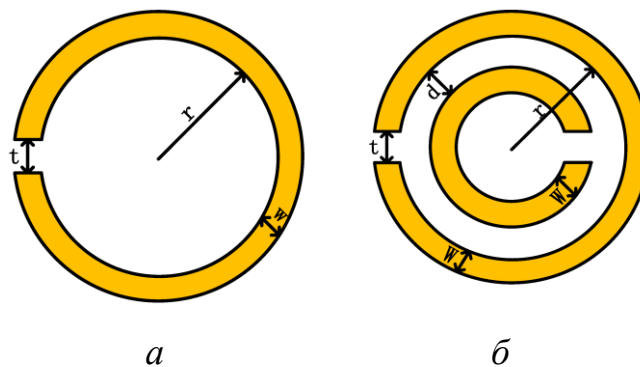
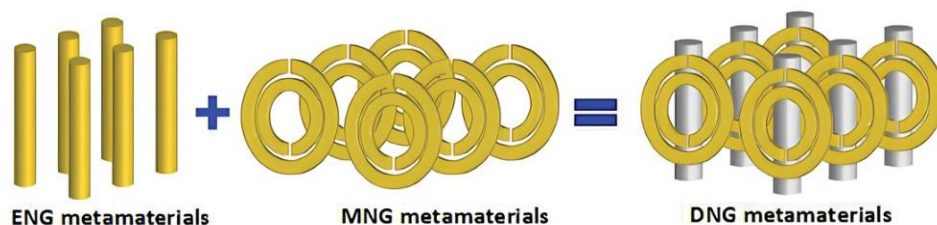


Рис. 1.3. Приклади MNG метаматеріалів, які складаються з РКР: з одним – *а* та двома – *б* кільцями [65].

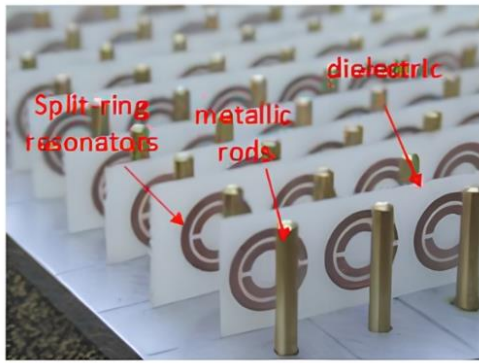
Коли ЕМ хвиля взаємодіє з MNG MM, її магнітне поле створює відповідні коливання в елементах структури – це означає, що фаза магнітного поля і потік енергії в таких матеріалах можуть бути протилежно спрямовані. В результаті цього ЕМ хвиля здатна зазнавати аномальних ефектів, таких як обернена рефракція, коли промінь світла заломлюється у напрямку, протилежному тому, який спостерігається в звичайних матеріалах [63].

1.1.3. Структури типу DNG

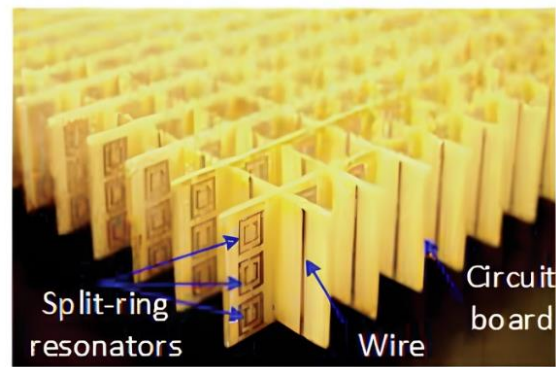
У звичайних матеріалах показник заломлення n визначається як $n = \sqrt{\epsilon\mu}$. Якщо обидва параметри ϵ та μ мають негативні значення, n також стає негативним. Це призводить до того, що напрямок заломлення хвилі на межі двох середовищ – між звичайним середовищем і DNG MM – змінюється на протилежний і створює ефект так званого «лівостороннього» заломлення [66-67]. Таке заломлення пояснюється тим, що в таких MM ЕМ хвилі поведуться незвично на відміну від звичайних матеріалів, де електричні та магнітні поля орієнтовані в одному напрямку з хвилею. Натомість в DNG MM вони орієнтовані протилежно. Таким чином, вектор Пойнтинга, який відповідає за перенесення енергії, і хвильовий вектор, що визначає напрямок поширення хвилі, спрямовані в різні боки. Така особливість може призводити до аномального заломлення, розсіювання та фокусування хвиль, коли світло чи інші ЕМ хвилі змінюють свій напрямок на протилежний [68-69].



a



б



в

Рис. 1.4. Зовнішній вигляд комбінації ENG та MNG структур, які в сукупності утворюють DNG MM – *а*, а також приклади DNG структур – *б* та *в* відповідно [70-71].

Властивості DNG MM вперше були досягнуті шляхом поєднання структури ENG, основою якої є металеві провідники, зі структурою MNG, основою яких є РКР (рис. 1.4а) [71]. Це поєднання задовольняє вимогу $\varepsilon < 0$ для середовища з провідниками (як штучного діелектрика) та $\mu < 0$ для РКР. Перша структура була створена з комбінації планарних РКР, виготовлених методом хімічного травлення міді на тонкому діелектричному шарі, і металевих стержнів, як зображено на рис. 1.4б. Крім того, для використання обох сторін діелектричних шарів були спроектовані двовимірні MM, що містили РКР на одній стороні діелектричного шару та планарні металеві стрічки на іншій (рис. 1.4в) [72].

Оскільки DNG MM може складатися з середовища з металевих провідників та РКР, їхня сильна резонансна поведінка (моделі Друде-Лоренца) впливає на частоту. Тому отримані DNG структури також залежать від частоти і призводить до того, що показник заломлення n буде описаний як [70]:

$$n = n_{eff}(\omega) = \sqrt{\varepsilon_{eff}(\omega)\mu_{eff}(\omega)}, \quad (1.3)$$

де $\varepsilon_{eff}(\omega)$ та $\mu_{eff}(\omega)$ є ефективною діелектричною проникністю та ефективною магнітною проникністю, які залежать від частоти. Ці ефективні параметри

матеріалу характеризуються їхніми дисперсійними моделями Друде-Лоренца і мають вигляд, описаний у формулах (1.4) та (1.5) [70]:

$$\varepsilon_{eff}(\omega) = 1 - \frac{\omega_{ep}^2}{\omega^2 - \omega_{e0}^2 + j\omega\gamma_c}, \quad (1.4)$$

$$\mu_{eff}(\omega) = 1 - \frac{F\omega_{mp}^2}{\omega^2 - \omega_{m0}^2 + j\omega\Gamma}, \quad (1.5)$$

де ω_{ep} та ω_{mp} – це, відповідно, електричні та магнітні плазмові частоти, ω_{e0} та ω_{m0} – це електричні та магнітні резонансні частоти, γ_c – частота зіткнень, F – амплітудний коефіцієнт, а Γ – коефіцієнт загасання.

Щоб отримати DNG ММ з комбінації структур ENG та MNG, обидва їхні негативні діапазони повинні збігатися. Тоді область ENG визначається в межах $\omega_{e0} < \omega < \omega_{ep}$, а область MNG відповідає діапазону $\omega_{m0} < \omega < \omega_{mp}$. Якщо провідники електрично неперервні, їхня резонансна частота дорівнює 0 ($\omega_{e0} \approx 0$). Це призводить до того, що область ENG стає ширшою порівняно з областю MNG, а ММ з магнітним резонатором обмежує ефективність DNG, коли він поєднується з ММ з електричним резонатором [70].

1.2. Провідникові метаструктури

Провідникові метаструктури (ПМ) становлять широкий перелік ЕМ структур, які є штучно створеними і являють собою щільні оптичні масиви рівних металевих провідників, інтегрованих у діелектричні матриці [14, 60, 73]. Елементи ПМ, що функціонують у мікрохвильовому діапазоні частот, зазвичай складаються з металевих дротів товщиною близько міліметра або меншою, як зображено на рис. 1.5а. Для ПМ, що можуть функціонувати у терагерцовому діапазоні, використовуються мікропровідники, тоді як нанопровідники застосовуються в інфрачервоному та видимому діапазонах (рис. 1.5б-в) [73].

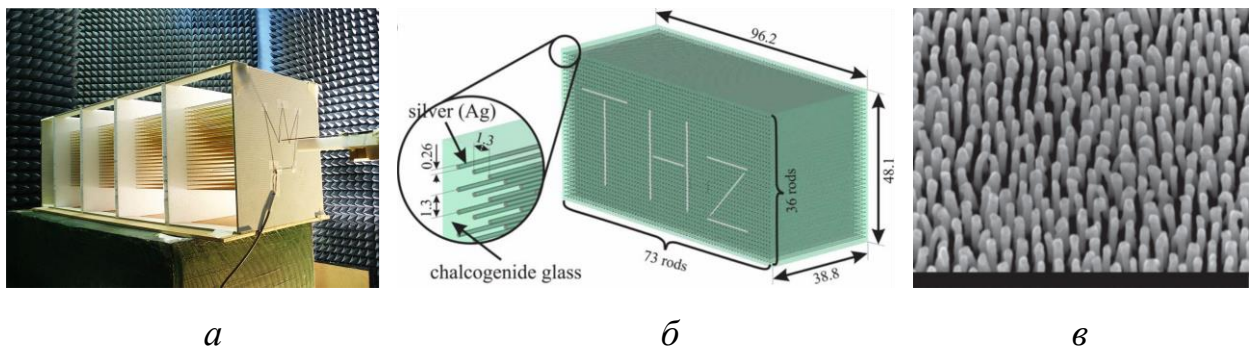


Рис. 1.5. Приклади ПМ, які використовують в частотних діапазонах: мікрохвильовий – *а*, терагерцовий – *б*, оптичний – *в* [73].

ПМ розглядають як масиви провідників, які поведуться як однорідний об’ємний матеріал, і їх ЕМ властивості можуть бути точно описані за допомогою тензора комплексної діелектричної проникності. Нетипові властивості провідникових середовищ виникають через контраст між довжиною провідників (значною порівняно з довжиною хвилі) та їхнім діаметром (малим у цих масштабах). Така геометрія разом із високим оптичним контрастом між металевими компонентами та діелектричною матрицею спричиняє значну оптичну анізотропію та сильну просторову дисперсію [73].

ПМ є об’ємними ММ, які взаємодіють з макроскопічними полями, такими як плоскі хвилі. Можливість опису ЕМ властивостей провідникових середовищ через ефективні параметри матеріалу постає одним із ключових концептів теорії штучних середовищ. Характерним параметром, який описує ЕМ властивості ПМ у стислому вигляді, слугує ефективна діелектрична проникність. Вона зазвичай визначається за умови, що структурні елементи композитного середовища та відстані між ними значно менші за довжину хвилі. Ефективна діелектрична проникність розраховується за умови нескінченно довгих провідників. У практичних випадках провідники кінцеві, проте це не змінює ефективної діелектричної проникності шару ПМ.

1.2.1. Метаструктури з паралельних провідників

Як відомо з попередніх підрозділів, відстань між провідниками a (рис. 1.6а) значно менша за довжину хвилі ($a \ll \lambda$), тому СПП можуть розглядатися як матеріал, подібний до плазми (ММ типу ENG), описаний відносною діелектричною проникністю за формулою 1.1 або [74]:

$$\epsilon_{\text{reff}} = \epsilon'_{\text{reff}} - j\epsilon''_{\text{reff}} = 1 - \frac{f_p^2}{f^2 + j\gamma f}, \quad (1.6)$$

де f – частота сигналу, f_p – плазмова частота масиву, а γ – коефіцієнт втрат (рис. 1.6б). Плазмова частота залежить від геометричних параметрів масиву (константа ґратки a і радіус провідника r). Для її визначення існують кілька різних рівнянь у літературі [8, 14]. Концепція СПП була запропонована давно, а інтерес до цієї структури відновився після першого експериментального підтвердження ММ типу DNG.

Принцип роботи СПП, на яку випромінюється плоска хвиля, можна розглянути за допомогою теорії ліній передач (рис. 1.6в). Вільний простір між провідниками розглядають, як лінію передачі з розподіленою індуктивністю в послідовному ланцюзі та розподіленою ємністю в паралельному, що відповідає μ_0 і ϵ_0 вільного простору відповідно. Оскільки провідники паралельні до вектора електричного поля, їх можна розглядати як розподілену індуктивність, підключену паралельно до ϵ_0 вільного простору. Ці два елементи утворюють паралельний коливальний контур, який працює як шунтуюча індуктивність нижче резонансної частоти f_p . Таким чином, вся структура поводить як лінія передачі з індуктивним шунтом, що може бути інтерпретовано як ММ типу ENG.

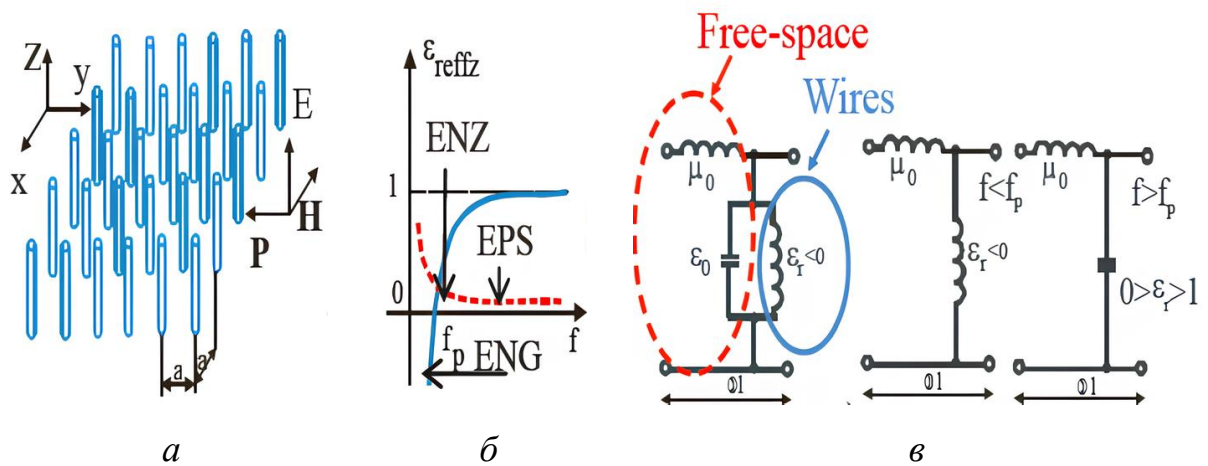


Рис. 1.6. Зовнішній вигляд СПП – *а*, графік ефективної діелектричної проникності – *б* (суцільна – дійсна частина, пунктирна – уявна частина) та еквівалентна схема лінії електропередачі – *в* [74].

Важливо зазначити, що втрати в СПП, що працює в області ENG, значно нижчі, ніж у ММ типу MNG, які базуються на РКР. Це зумовлено дуже малим струмом у паралельному коливальному контурі поблизу резонансної частоти f_p . На відміну від цього, включення РКР працює як послідовний коливальний контур із високою щільністю струму та, відповідно, високими втратами поблизу резонансної частоти. Трохи вище f_p , еквівалентна відносна діелектрична проникність коливального контуру стає малим позитивним числом, близьким до нуля (контур поводить себе як шунтуюча ємність, менша за діелектричну проникність вільного простору). СПП, що працює в цьому частотному діапазоні, зазвичай називають ММ типу ENZ (Epsilon-Near-Zero). З подальшим збільшенням частоти еквівалентна діелектрична проникність наближається до одиниці, і СПП починає працювати як звичайний матеріал типу EPS (Epsilon-Positive) [74].

1.2.2. Метаструктури з провідників, що розходяться

Традиційні СПП мають обмеження щодо ефективності випромінювання та спрямованості ЕМ хвиль. Через це дослідники почали шукати нові шляхи щодо вдосконалення СПП та їх характеристик. Наступною генерацією ПМ

були структури, які складалися з масивів провідників, що розходилися під заданим кутом один відносно іншого. Структура, що складається з масиву провідників, розташованих під певним кутом один відносно одного, відома як гіперлінза (рис. 1.7а), була розроблена для покращення чутливості до слабких ЕМ коливань на резонансних і між резонансних частотах [75]. Гіперлінза включає провідники, що розходяться під заданим кутом, створюючи специфічну геометричну конфігурацію та дозволяє фіксувати слабкі ЕМ коливання і перетворювати їх у посилені сигнали. Це досягається завдяки різним площам вхідної та вихідної апертур і створює ефект підсилення сигналу. Зокрема, більша площа виходу дозволяє концентрувати підсилені сигнали у вільному просторі, що підвищує ефективність пристрою при роботі з низькими рівнями ЕМ хвиль.

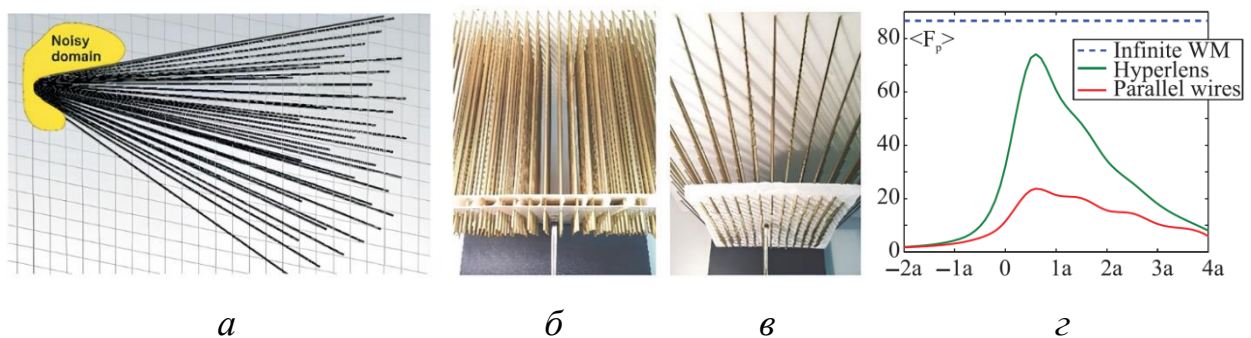


Рис. 1.7. Зовнішній вигляд комп'ютерної моделі гіперлінзи – а, експериментальні зразки СПП – б та гіперлінзи – в, а також значення усередненого фактора Парселла – г [75].

У роботі [75] було показано порівняльну характеристику випромінювання ЕМ сигналів через СПП (рис. 1.7б) та гіперлінзу (рис. 1.7в) в середину яких були розміщені дипольні антени (на відстань, що дорівнювала відстані між провідниками на вхідній апертурі) в якості джерела слабких ЕМ хвиль. Як видно з графіка, зображеного на рис. 1.7г, де представлено усереднений фактор Перселла, гіперлінза (суцільна зелена лінія) показує

значно кращі випромінювальні характеристики, ніж СПП (суцільна червона лінія).

Ще одним із застосувань гіперлінз є можливість вдосконалення теплового випромінювання нагрітого тіла. У роботі [75] була запропонована модифікація гіперлінзи, яка зображена на рис. 1.8а, у вигляді півсферичної лінзи, що включає провідники, розташовані під певним кутом. Ця модифікована структура була розроблена для підвищення ефективності теплового випромінювання гарячих тіл, розміщених в основі метаструктури. Модифікація півсферичної лінзи здійснюється шляхом інтеграції гіперлінзи на основі ПМ, що формують нову структуру, здатну перетворювати близькопольове випромінювання емітера у власні моди метаструктури. Гіперлінза, яка використовується в цій модифікації, має унікальні властивості, такі як високий рівень анізотропії та здатність до трансформації ЕМ хвиль. Це дозволяє поліпшити чутливість і точність випромінювання, що забезпечує фокусування ЕМ хвиль в заданому напрямку (явище гіперлінзування). На рис. 1.8б зображений розподіл ЕМ поля, яке випромінюється вмонтованою в гіперлінзу дипольною антеною, в Н-площині (вертикальний поперечний розріз, ортогональний до дипольної антени), де чітко спостерігається явище гіперлінзування ЕМ випромінювання дипольної антени. Частота, що відповідає цьому розподілу, дорівнює 120 ТГц і розташована посередині між найближчими максимумом Фабрі-Перо (124 ТГц) та мінімумом (116 ТГц).

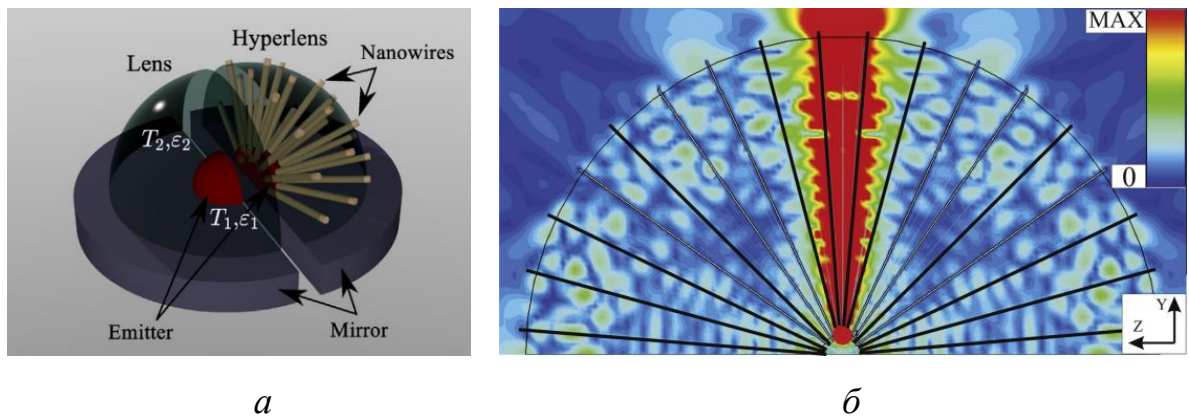


Рис. 1.8. Напівсферична структура на основі гіперлінзи з провідників, що розходяться, яка забезпечує теплове випромінювання від скінченного випромінювача – *а*, а також розподіл магнітної компоненти ЕМ поля з візуалізацією явища гіперлінзування – *б* [75].

1.2.3. Метаструктури з випадковим розміщенням провідників

У роботі [75] пропонувалося дослідити СПП в порівнянні з несемеричними структурами, де відхилення у відстані та орієнтації провідників можуть значно покращити параметри випромінювання ЕМ хвиль. Досліджувалися 3 різні за своєю геометрією комп'ютерні моделі структур – СПП (рис. 1.9а), гіперлінза (рис. 1.9б) та ПМ із випадковим розміщенням провідників (рис. 1.9в). Відомо, що СПП характеризуються вузькосмуговим випромінювання на частотах резонансу Фабрі-Перо (рис. 1.9г – червона суцільна лінія). Водночас гіперлінза забезпечує випромінювання не лише на резонансах Фабрі-Перо, але й між ними, оскільки значення фактора Парселла там перевищують одиницю (рис. 1.9г – зелена пунктирна лінія). Однак дисперсія фактора Парселла нерегулярна, тому була спроектована несиметрична ПМ з випадковим розміщенням провідників із комбінації СПП та гіперлінзи. Розміри такої структури такі ж, як у СПП, але вся структура постає масивом великої кількості локальних гіперлінз із різними довжинами, кутами нахилу і розташуваннями. Це створює ефект повторного випромінювання, і як результат – досягається дисперсія фактора Парселла,

згладжена протягом всього діапазону частот дослідження (рис. 1.9г – рожева штрих-пунктирна лінія).

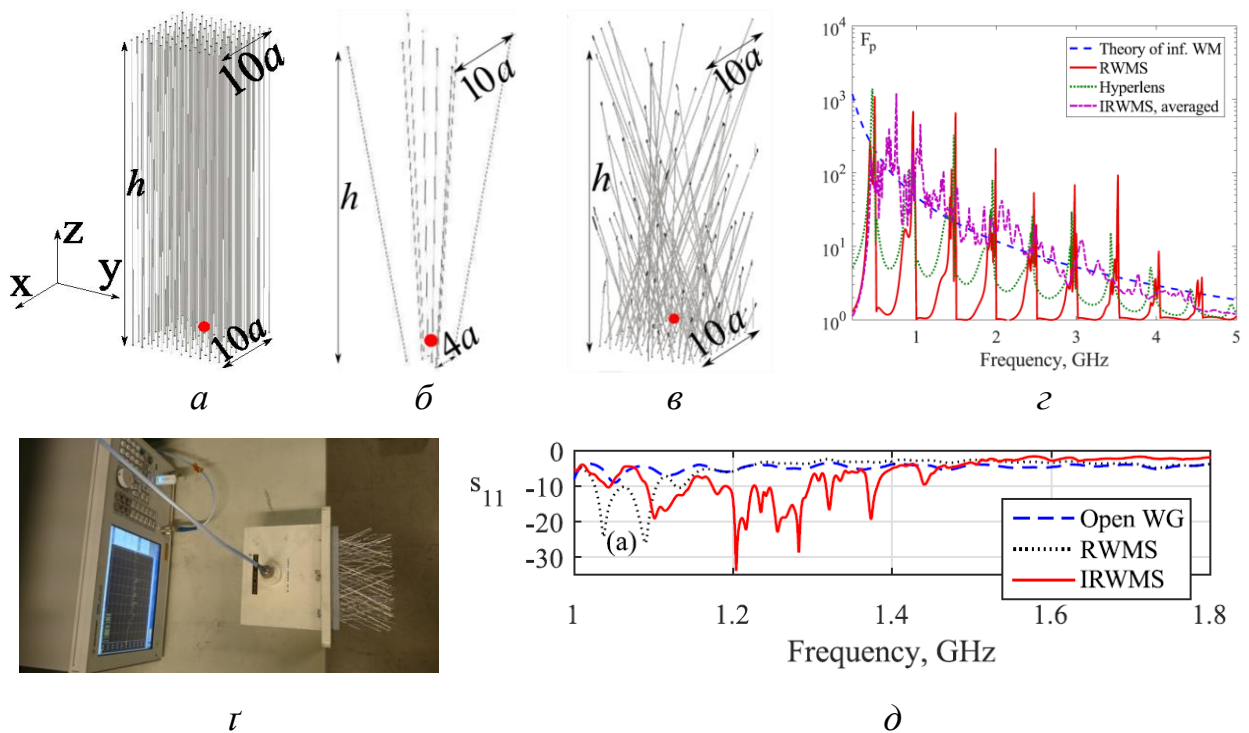


Рис. 1.9. Зовнішній вигляд: СПП – а, гіперлінзи – б, структури з випадковим розміщенням провідників – в; значення фактора Парселла для кожної із структур – г, а також експериментальна установка для вимірювання коефіцієнтів відбивання S_{11} – е та отримані результати – д відповідно [75].

Експериментальне дослідження з підтвердження результатів комп'ютерного моделювання було проведено для СПП та структури з випадковим розміщенням провідників [75]. Експериментальна установка, що складається з векторного аналізатора із зразком структури з випадковим розміщенням провідників, вставленим у хвильоводний порт, показана на рис. 1.9г. Коли відкритий хвильоводний порт випромінює у вільний простір без будь-якої ПМ, значення коефіцієнту відбивання S_{11} приблизно дорівнює -5 дБ (рис. 1.9д – синя пунктирна лінія). У випадку СПП випромінювання можливе на частоті резонансу (рис. 1.9д – чорна пунктирна лінія). При дослідженні структури з випадковим розміщенням провідників спостерігається

широкопasmове випромінювання в діапазоні частот від 1,1 до майже 1,4 ГГц (рис. 1.9d – червона суцільна лінія), що підтвердило результати отримані під час моделювання.

1.3. Застосування метаструктур із паралельних провідників

СПП мають широкий спектр застосувань у сучасній науці та техніці. Вони активно використовуються в антенних системах, де допомагають покращити такі параметри, як спрямованість і ефективність випромінювання, дозволяючи створювати більш компактні антени з кращими характеристиками [76-81], приклади яких зображені на рис. 1.10.

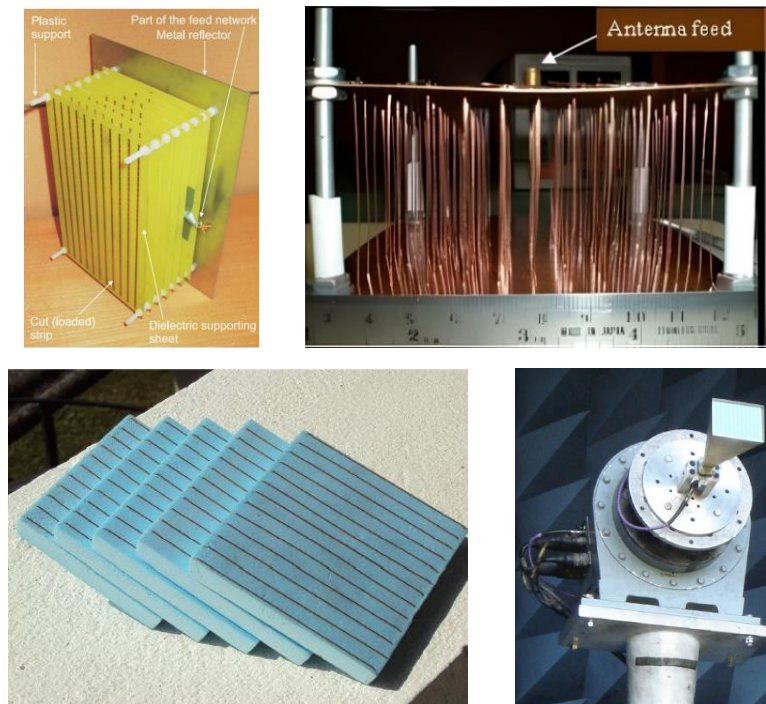


Рис. 1.10. Приклади конструкцій антен, виготовлених та модифікованих на основі СПП [76-81].

У високочастотній електроніці такі структури часто використовуються для розробки хвильоводів, фільтрів, розсіювачів і резонаторів (рис. 1.11a-в) із високою точністю налаштування параметрів, що забезпечує їхню адаптацію до різних технологічних потреб [82-86].

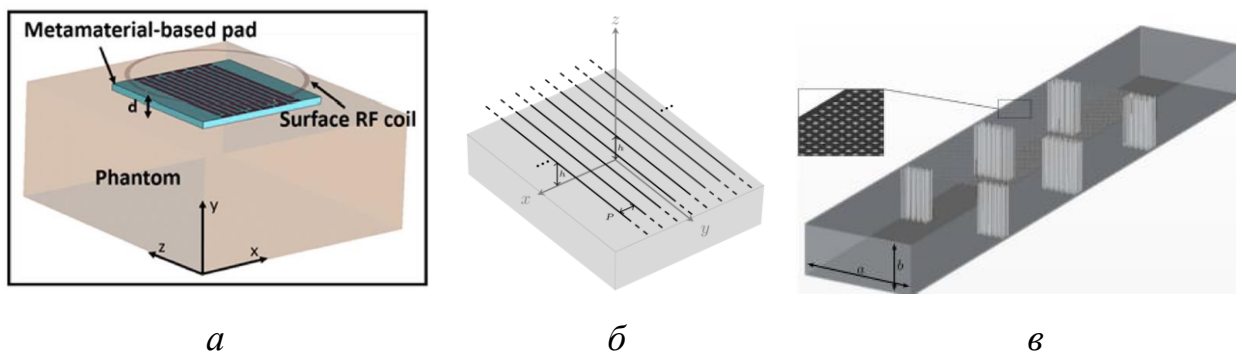


Рис. 1.11. Приклади застосування СПП: резонатор, який використовуються в магнітно-резонансній томографії, розсіювач, а також хвилевід на основі СПП – *а*, *б* та *в* відповідно [84-86].

Завдяки здатності передавати ЕМ енергію у широкому діапазоні частот, СПП також використовуються для створення сучасних пристроїв для передачі зображень через ендоскопи та спектроскопи, про що буде описано далі.

1.3.1. Широкосмугове передавання енергії ЕМ хвиль

Широкосмуговий ефект передачі ЕМ енергії через СПП ТМ-хвилями був вперше теоретично показаний у [87]. З того часу він підтверджений у кількох роботах [88-89]. У цих дослідженнях представлено спосіб значного підвищення ефективності термофотовольтаїчних систем із мікронними щілинами шляхом введення СПП, як зображено на рис. 1.12., між гарячою поверхнею та фотовольтаїчним елементом, який перетворює еванесцентні хвилі на поширювані в широкому діапазоні просторових частот. Таке перетворення призводить до значного збільшення загального теплового перенесення. Це відкрило можливість створення нового покоління мікрощілинних термофотовольтаїчних систем.

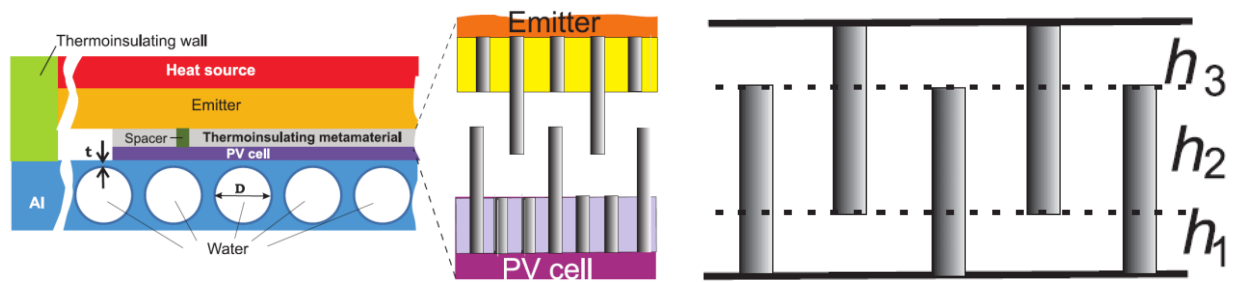
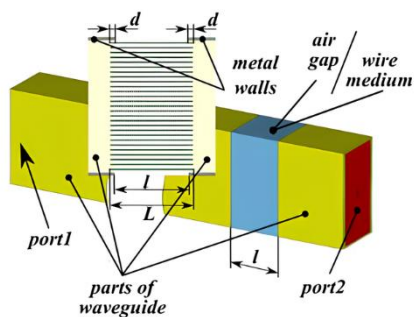
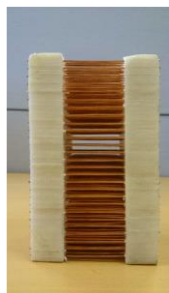


Рис. 1.12. Зовнішній вигляд термофотовольтаїчних систем із мікронними щілинами шляхом введення СПП [89].

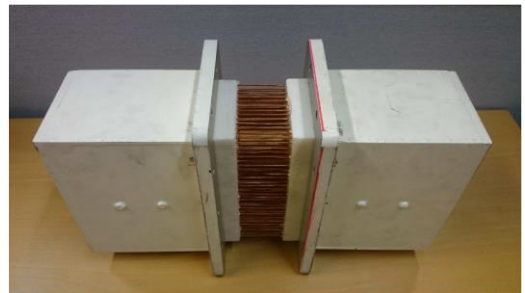
У мікрохвильовому діапазоні частот широкосмуговий ефект передачі ЕМ енергії через СПП експериментально доведений в [90-91] для зразка кінцевої ширини. Довжина провідників L була порівняна з поперечними розмірами зразка, як показано на рис. 1.13а. СПП вставлена у два порожні хвилеводи, віддалені приблизно на однакову відстань L , та не мала ніякого електричного контакту провідників із хвилеводами. Передача енергії у такій системі передбачала широкосмугове перетворення ТЕ-поляризованих плоских хвиль, що утворюють основну власну моду хвилеводу у квазі-ТЕМ модах зразка СПП.



а



б



в

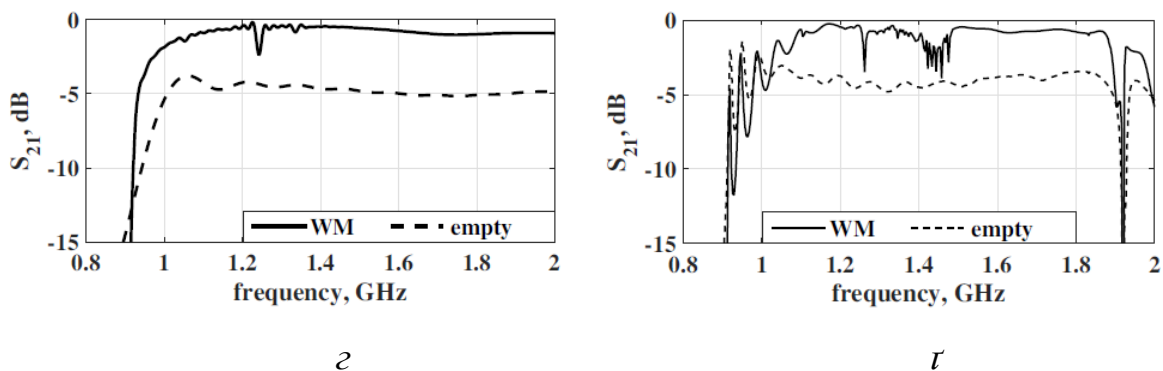


Рис. 1.13. Зовнішній вигляд СПП, вмонтованої у пустотілі хвилеводи для дослідження широкосмугового ефекту – *а*, *б* та *в*, а також результати коефіцієнтів проходження S_{21} , отриманих під час комп'ютерного моделювання – *г* та експерименту – *г* відповідно [91].

Для перевірки ефективності передачі енергії ЕМ сигналами між двома хвилеводами через середовище з провідників авторами в [91] було створено СПП довжиною $L = 100$ мм (рис. 1.13б). Відстань між хвилеводами та ширина області їх перекриття з СПП були обрані на основі результатів моделювання і складали $l = 90$ мм та $d = 5$ мм відповідно. Зовнішній вигляд експериментальної установки наведено на рис. 1.13в.

Під час експерименту було встановлено, що використання СПП сприяє покращенню ефективності передачі затухаючих сигналів шляхом їх перетворення у незатухаючі власні моди СПП зразка. При проходженні хвиль через вільний простір між хвилеводами у структурі формуються затухаючі хвилі вищого порядку. З наявністю СПП затухаючі хвилі частково перетворюються в незатухаючі власномодові, що підвищує частку енергії сигналу, прийнятого приймальною стороною. Натомість на приймальній стороні відбувається зворотне перетворення незатухаючих хвиль у затухаючі. Тому притаманний СПП каналізаційний режим роботи на частотах Фабрі-Перо не ефективний для покращення передачі ЕМ енергії в широкому частотному діапазоні, навіть у діапазоні частот резонансу Фабрі-Перо.

На рис. 1.13г та г показано результати комп'ютерних моделювань та експериментальних досліджень поліпшення процесу передачі ЕМ енергії у

діапазоні від 0,9 до 2 ГГц, де хвилеводи працюють в одномодовому режимі між передавачем і приймачем. Отримані частотні характеристики S_{21} з використанням СПП і без неї свідчать про наявність незначних резонансів, пов'язаних з інтерференцією мод. Як під час моделювання, так й експерименту отримані результати, показані на рис. 1.13г та τ , свідчать про підвищення ефективності передачі ЕМ сигналів через СПП, а також підтверджують можливість передавання енергії у широкому частотному діапазоні.

1.3.2. Ендоскоп на основі провідникових метаструктур

Однією з цікавих можливостей застосування ПС є використання цього штучного матеріалу для створення ендоскопів, які можуть передавати зображення менші за довжину хвилі, фокусувати світло, збільшувати та зменшувати масштаб переданого зображення [92-97]. Такі ендоскопи можуть мати багато застосувань. Наприклад, у роботі [98] було запропоновано, ендоскоп на основі СПП (рис. 1.14а-б), здатний покращити ефективність систем магнітно-резонансної томографії. Для такого застосування важливо, щоб ендоскоп був гнучким і його можна було використовувати для дослідження внутрішньої частини порожнини тіла. З цією метою в статті [98] авторами досліджується вплив згину СПП при передаванні зображення.

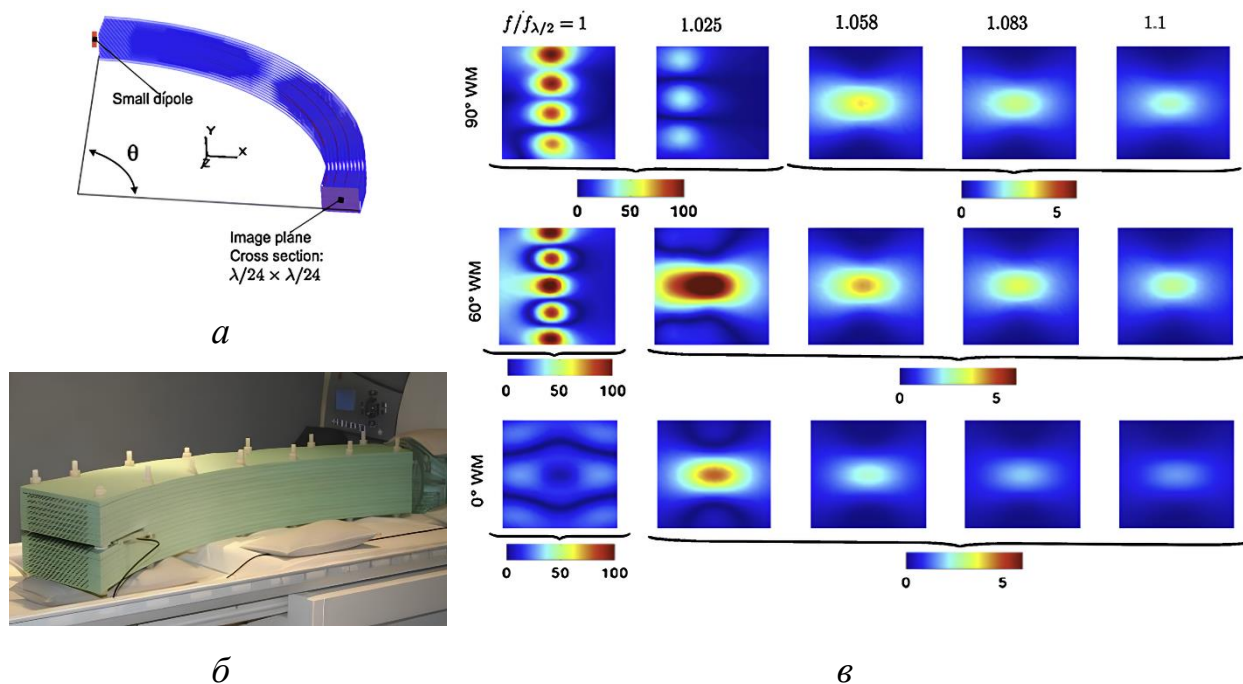


Рис. 1.14. Зовнішній вигляд ЕСПП: комп'ютерна модель – *а* та експериментальний макет – *б*; розподіл електричного поля на вихідній апертурі ендоскопа – *в* [98].

ЕСПП, зображений на рис. 1.14*а-б*, складався з масиву 12 на 12 провідників довжиною $L = \lambda/2$, де $\lambda = \sim 300$ см, з резонансом Фабрі-Перо на частоті $f/f_{\lambda/2} = 1$, як зображено на рис. 1.14*в*. Всередину структури було розміщено дипольну антену в якості точкового джерела живлення, яке випромінювало ЕМ хвилі з вхідної на вихідну апертуру СПП. На вихідній апертурі відбувалося детектування напруженості енергії електричного поля. Ендоскоп набував згину під кутом 0° , 60° та 90° . Як видно з рис. 1.14*в*, згин практично не впливає на роботу ендоскопа, а в діапазоні, близькому до резонансної частоти, видно чітке субхвильове зображення.

У роботі [99] автори мали на меті вивчити вплив згину ендоскопа, застосований у діапазоні мікрохвиль та ТГц, на рівень втрат при передаванні сигналу. Була представлена конструкція ендоскопа, зображена на рис. 1.15*а*, що базується на використанні СПП, вбудованої у пористий поліетиленовий діелектрик ($\epsilon = 2,25$), який ефективно працює в терагерцовому діапазоні частот (0,5-1 ТГц). Дослідження, представлені в [99], показали здатність такого

ендоскопа довжиною $L = 20$ мм передавати енергію ЕМ хвиль навіть при згині до 180° і більше з радіусом згину $R \approx 6,3$ мм. Такий ЕСПП залишається ефективним при радіусі згину $R \approx \lambda$ на частоті близько 0,75 ТГц, що в порівнянні більш ніж критично для оптичних хвилеводів.

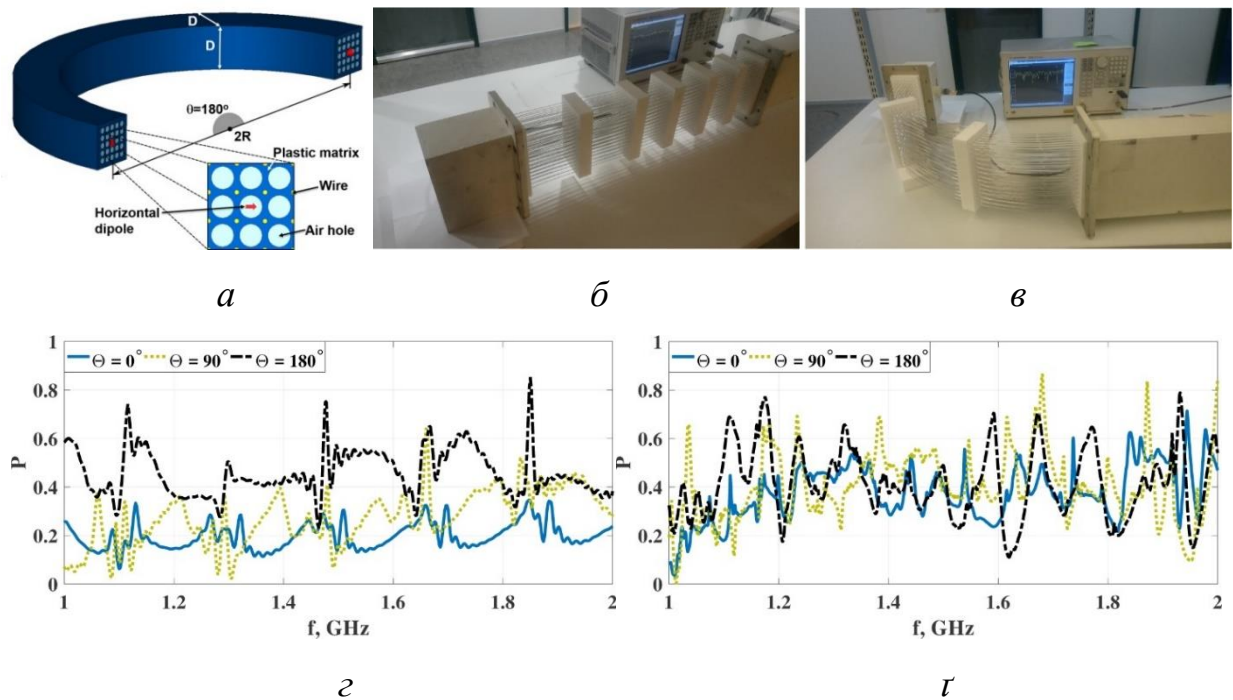


Рис. 1.15. Дизайн ТГц-ендоскопа на основі СПП – *a*, експериментальні зразки ендоскопа для дослідження в діапазоні мікрохвиль: прямий – *б* та зі згином під кутом 90° – *в*; частотні характеристики значення рівня втрат, отримані під час комп’ютерного моделювання – *г* та експериментальних досліджень – *д* [99].

Комп’ютерні моделювання та експериментальні підтвердження працездатності цього ендоскопа були отримані в мікрохвильовому діапазоні частот на частотах 1-2 ТГц, де досліджувався ендоскоп, показаний на рис.1.15б-в, з різними кутами згину (90° та 180°). Було досліджено стабільну роботу запропонованого ендоскопа, а середні значення дисперсії втрат для прямого та зігнутого на 90° і 180° ендоскопів практично не відрізнялися, складаючи 0,38, 0,4 і 0,41 відповідно, як для комп’ютерного моделювання (рис.1.15г), так і для експерименту (рис.1.15д). Проте графіки втрат показали

різкі мінімуми та максимуми, природа яких виявлена через моделювання структури в мікрохвильовому діапазоні. Було встановлено, що ці максимуми втрат викликані появою зворотних хвиль, створених через вихрові моди на певних частотах унаслідок згину структури. Це підтверджується розподілами векторів Пойнтинга та електричного поля при куті згину ендоскопа 180° , де частина векторів спрямована у бік передавального порту, як показано в [99].

1.3.3. Передавання неперервного плоского зображення

Добре відомо, що звичайні діелектричні лінзи мають два основні недоліки: *перший* – їхня роздільна здатність обмежується половиною довжини хвилі ($\lambda/2$) ЕМ випромінювання, *другий* – поперечні розміри повинні бути значно більшими за довжину хвилі, щоб уникнути різного роду аберацій [100]. Однак обидва обмеження можна подолати, використовуючи пристрої, виготовлені з матеріалів з екстремальною оптичною анізотропією. В таких середовищах ЕМ хвилі не мають граничної частоти та поширюються строго вздовж осі анізотропії без дифракційних ефектів. Ця властивість направленості хвилі дозволяє створювати ендоскопічні пристрої товщиною до кількох довжин хвиль для застосувань із субхвильовою роздільною здатністю.

Структури з екстремальною оптичною анізотропією на мікрохвильових, терагерцових та інфрачервоних частотних діапазонах можуть бути створені за допомогою СПП. У попередньому підрозділі авторами з [98-99] було продемонстровано, що ендоскопи, сформовані з СПП, здатні передавати зображення з субхвильовою роздільною здатністю. Принцип їхньої роботи базується на перетворенні повного спектру просторових гармонік, генерованих джерелом у власні моди, які поширюються металевим масивом, включаючи загасаючі хвилі. Застосування таких ендоскопів охоплює магнітно-резонансну томографію, біомедичну візуалізацію та ближньопольову мікроскопію.

У роботі [101] авторами було представлено експериментальні результати передачі зображення за допомогою ендоскопа, сформованого з

СПП. Масиви з паралельних провідників працюють на основі так званого принципу «каналізування», тому вони здатні передавати поля, складені з ТМ-поляризованих хвиль з будь-якими поперечними компонентами хвильового вектора. Принцип каналізування вимагає, щоб товщина провідникового середовища дорівнювала $n\lambda/2$, де $n = 1, 2, \dots$, і відповідала умовам резонансу Фабрі-Перо.

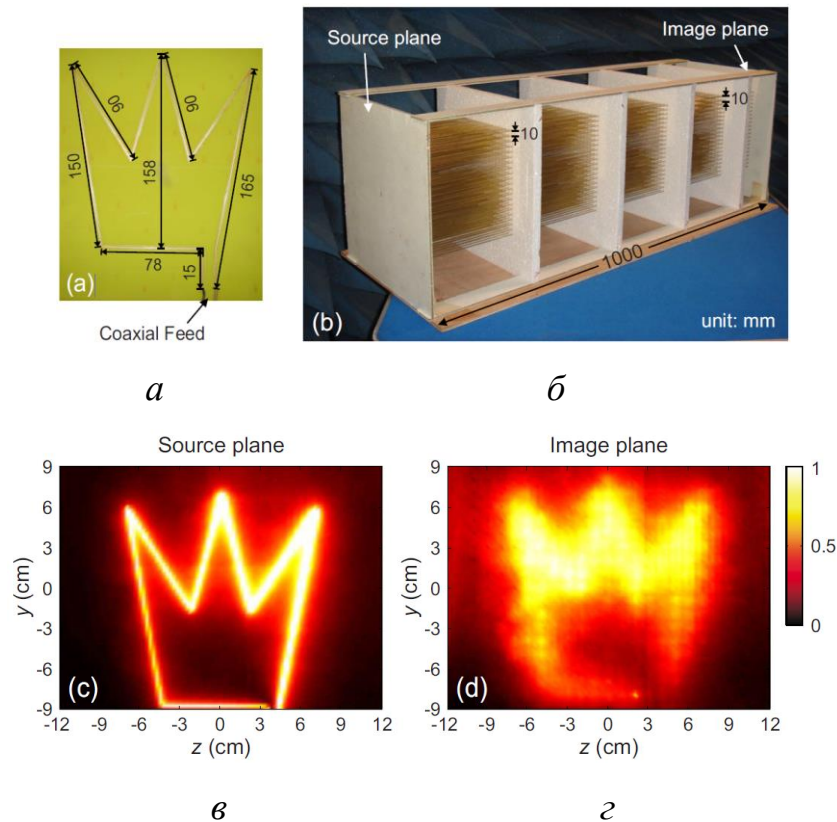


Рис. 1.16. Зовнішній вигляд ендоскопа на основі СПП – б, активний елемент ближнього поля – а та розподіли напруженості ЕМ поля на вхідній та вихідній апертурі ендоскопа – в та г відповідно [101].

У [101] було виготовлено ендоскопічний пристрій, зображений на рис. 1.16б, сформований масивом з 21 на 21 паралельних латунних провідників рівної довжини $L = 1$ м і радіусом $r = 1$ мм. Як джерело ближнього поля використовується активний елемент у вигляді корони, що продемонстровано на рис. 1.16а. Для детектування напруженості ближнього ЕМ поля на вхідній та вихідній апертурі ендоскопа використовувався автоматичний механічний

пристрій. Сканована область становила 180 на 240 мм² як на площині джерела, так і на площині зображення. Виміряні розподіли ближнього поля на частоті 150 МГц показані на рис. 1.16в-г. На площині зображення чітко окреслена роздільна здатність приблизно $\lambda/200$, в той час як розмір апертури та довжина пристрою складають $(\lambda/10)^2$ і $\lambda/2$ відповідно. Ці результати вперше продемонстрували, що за допомогою СПП можна отримати надзвичайно високу роздільну здатність переданого зображення при великій довжині структури та малому розмірі апертури.

Схожі дослідження в терагерцовому діапазоні частот були здійснені в [102], де авторами проведено комп'ютерне моделювання субхвильового передавання зображення, за таким же принципом, що й у [101], на частоті 5 ТГц із використанням СПП (рис. 1.17а), сформованої масивом 73 на 36 срібних нанопровідників. Відстань між провідниками у масиві становила $a = 1,3$ мкм, а радіус кожного – $r = 130$ нм. Провідники вбудовані у склоподібний халькогенід із діелектричною проникністю $\varepsilon = 2,2$. Передане зображення формувалося плоскою антеною, яка має форму латинських літер «THz», і розташоване на відстані 650 нм від вхідної апертури СПП. У ході моделювання було досліджено розподіл ближнього електричного поля на вхідній апертурі (рис. 1.17б), де знаходилося джерело збудження, та на вихідній (рис. 1.17в), де формувалося зображення. Отримані результати показали, що літери «THz» чітко видно на обох розподілах, роздільна здатність при цьому становить $\lambda/23$ (2,6 мкм), а зображення формується на відстані $0,65\lambda$ (38,8 мкм) від джерела.

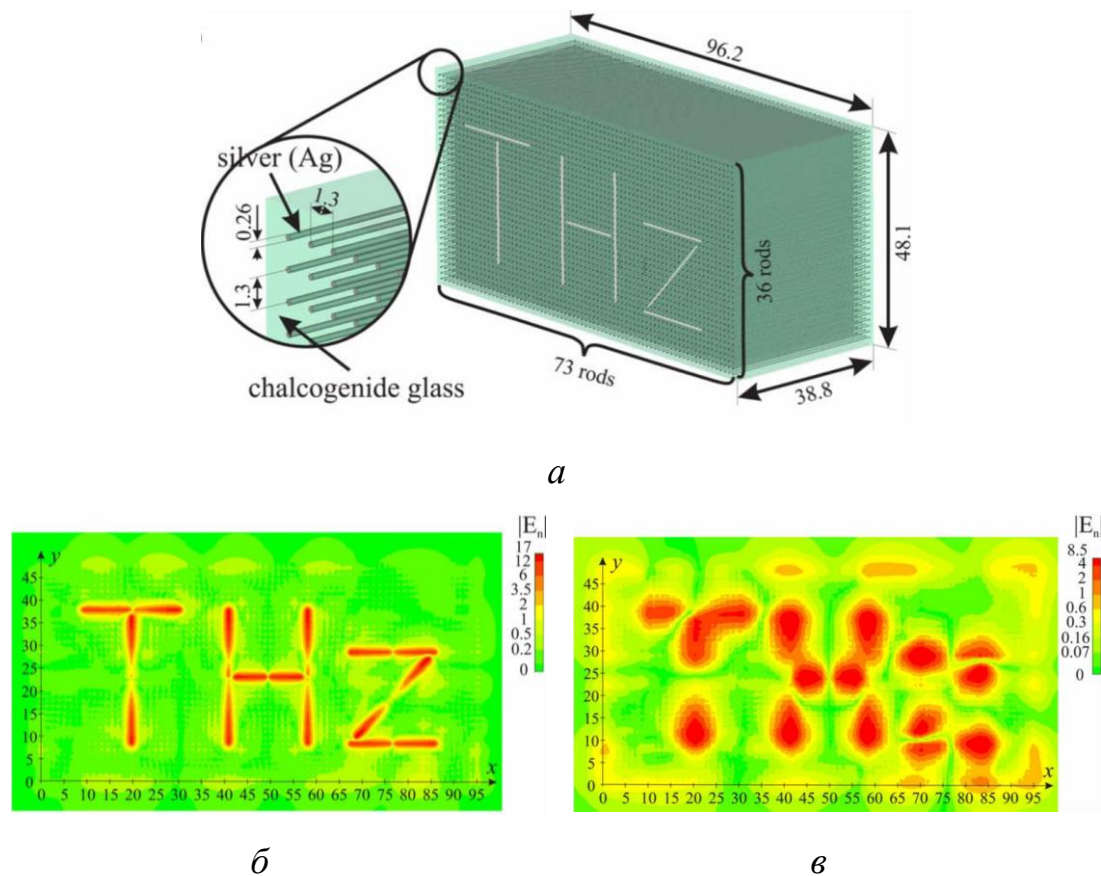


Рис. 1.17. Зовнішній вигляд ТГц-ендоскопа – *a* та розподіли напруженості ближнього ЕМ поля на входній та вихідній апертурі – *б* та *в* відповідно [102].

У роботі [95] виникав інтерес до розробки структур, здатних збільшувати субхвильові розподіли поля в діапазоні видимих частот. Ці структури дозволяли передавати деталі розподілів поля джерела на певну відстань, зберігаючи ті ж самі шаблони (форми) з лінійно збільшеним або зменшеним масштабом.

Здатність ПМ передавати, збільшувати та зменшувати зображення з субхвильовими деталями була описана вперше в [95, 103] та підтверджена комп'ютерним моделюванням. Структура у вигляді гіперлінзи складалася з масиву провідників, що розходиться, довжиною $L = 1$ м, зображена на рис. 1.18*a*, де відстань між провідниками від входньої до вихідньої апертури збільшується в 3 рази, як показано на рисунку. Перед входньою апертурою був розміщений активний випромінювач у вигляді антени з геометричними розмірами, схожими на латинську літеру «М». Отримані результати

напруженості ближнього ЕМ поля на вхідній та вихідній апертурі, зображені на рис. 1.18б-в, довели, що літера «М» на вихідній апертурі отримує втричі збільшений масштаб порівняно з тим, який передається із вхідної апертури. Однак недоліком такого пристрою були сферичні вхідні та вихідні апертури, вони не підходили для багатьох застосувань у ближньопольовому передаванні зображень [103].

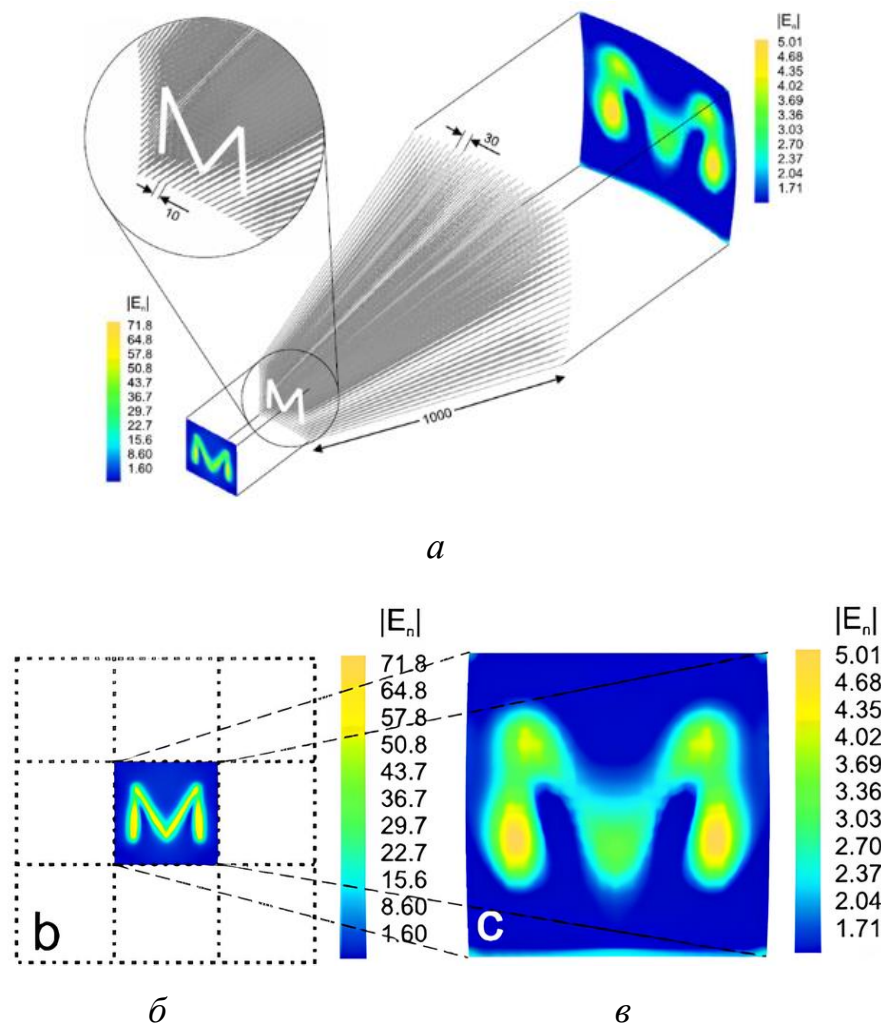


Рис. 1.18. Комп'ютерна модель ендоскопа на основі метаструктури з провідників, що розходяться – *a* та розподіли напруженості ближнього ЕМ поля на вхідній та вихідній апертурі – *б* та *в* відповідно [101].

Вперше експериментальне підтвердження досліджень, представлених в [95, 103], показано в [101]. Був досліджений конічний масив провідників, що

складався з 21 на 21 латунних провідників із радіусом 1 мм, довжиною, наведеною на рис. 1.19б, з плоскими апертурами. Маленьке джерело у формі корони, представлене на рис. 1.19а, використовувалося в якості зображення, яке передавалася. Як показано на рис. 1.19г-д, амплітуда електричного поля на площині зображення приблизно в дев'ять разів нижча, ніж на площині джерела. Це зумовлено дев'ятикратним збільшенням області розподілу поля.

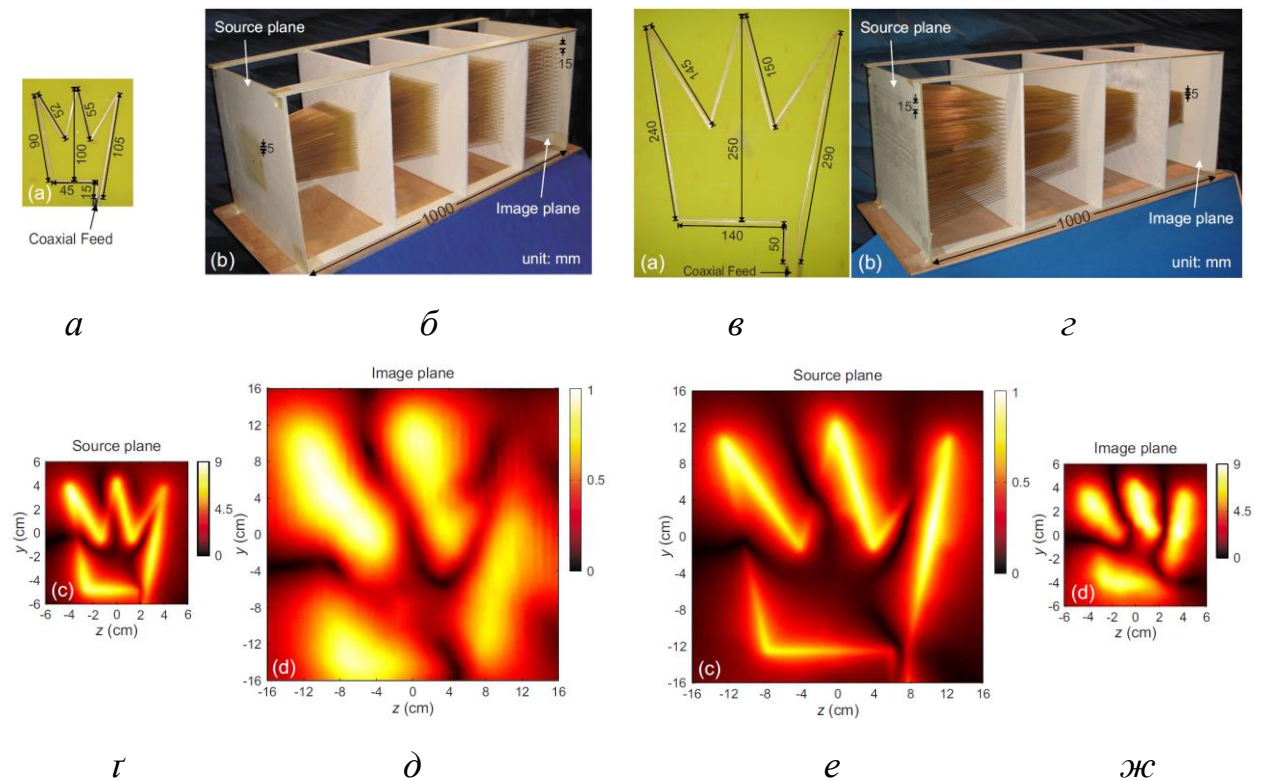


Рис. 1.19. Експериментальний макет ендоскопа конічної форми для збільшення – а-б та зменшення – в-г зображень, а також отримані для них розподіли напруженості ближнього ЕМ поля на входній та вихідній апертурі – г-д та е-ж відповідно [101].

Збільшення зображень із субхвильовою роздільною здатністю дозволяє збільшити менші за довжину хвилі деталі джерела до масштабів, які можуть бути виявлені за допомогою звичайних систем візуалізації з обмеженням дифракції. Крім того, можливе і зворотне використання, як показано на рис. 1.19в-г та е-ж. Такі ендоскопи здатні зменшувати ЕМ розподіли поля, і в

наслідок цього отримувати сильно сконцентровані субхвильові розподіли будь-якої форми, необхідні для конкретного застосування.

У роботі [104] представлений інший спосіб формування зображення, заснований на використанні металевої плити (об'єктиву) з вирізаними отворами у вигляді зображення, яке передаватиметься. Автори досліджували можливість створення зображень із надвисокою роздільною здатністю за допомогою тривимірної нанолінзи, яка складалася з СПП у інфрачервоному діапазоні частот. Нанолінза, зображена на рис. 1.20а, була виготовлена з вирівняних золотих нанопровідників довжиною $L = 10$ мкм, діаметром $d = 12$ нм і відстанню між ними $a = 25$ нм, вбудованих у пористу матрицю з алюмінію оксиду. Цей матеріал має анізотропні оптичні властивості: негативну діелектричну проникність вздовж осі нанопровідників і позитивну – в поперечній площині. В якості зображення, яке мало передатися, використовували тонку золоту плівку з отворами у вигляді латинських літер «NEU» з шириною штрихів 600 нм, зображену на рис. 1.20б. Лінзу освітлювали лазером з довжиною хвилі 1550 нм, а зображення отримували за допомогою скануючого оптичного мікроскопа ближнього поля. На рис. 1.20в показано отримане зображення на вихідній апертурі, де літери чітко відображаються з мінімальними спотвореннями.

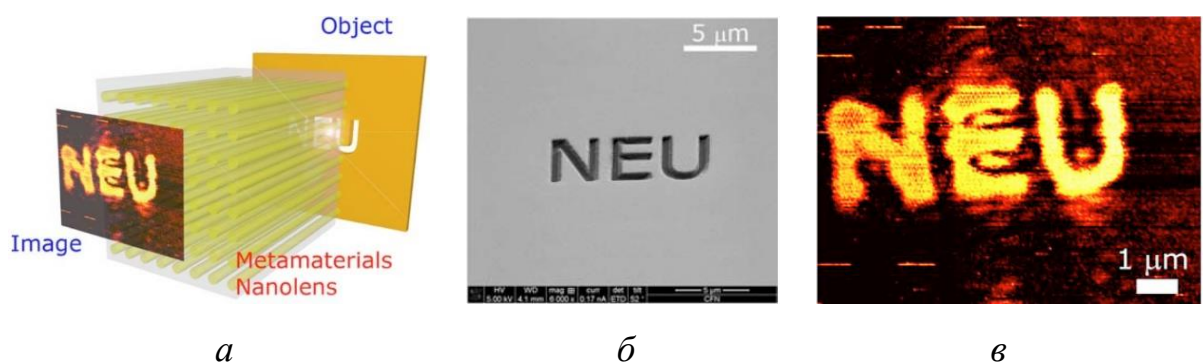


Рис. 1.20. Нанолінза на основі СПП – а, металева плита з вирізаними отворами у вигляді зображення, яке передаватиметься – б, а також зображення, отримане за допомогою скануючого оптичного мікроскопа ближнього поля на вихідній апертурі нанолінзи – в [104].

Схожі дослідження з використанням такого методу формування зображення були продемонстровані в [105] для суб-ТГц діапазону структур.

1.3.4. Передавання растрового зображення на частоті резонансу Фабрі-Перо

Одним із основних недоліків у методиці передавання неперервних зображень, показаних у попередньому підрозділі, виявилося те, що кожне передане зображення має бути сформоване у вигляді єдиного випромінювача. Це вносило свої незручності та непрактичність використання.

У роботі [106] авторами досліджувалося передавання півхвильових зображень через СПП нанорозмірів, зображених на рис 1.21. На відміну від попереднього методу передавання, тут зображення формувалися окремими точковими джерелами ЕМ хвиль, розміщеними на входній апертурі в центрах провідників у формі латинської літери «λ». Масив нанопровідників розмірами $d = 20$ нм, $h = 20$ нм і $a = 40$ нм (відповідно до рис. 1.21) розташовувався на відстані 10 нм від точкових джерел.

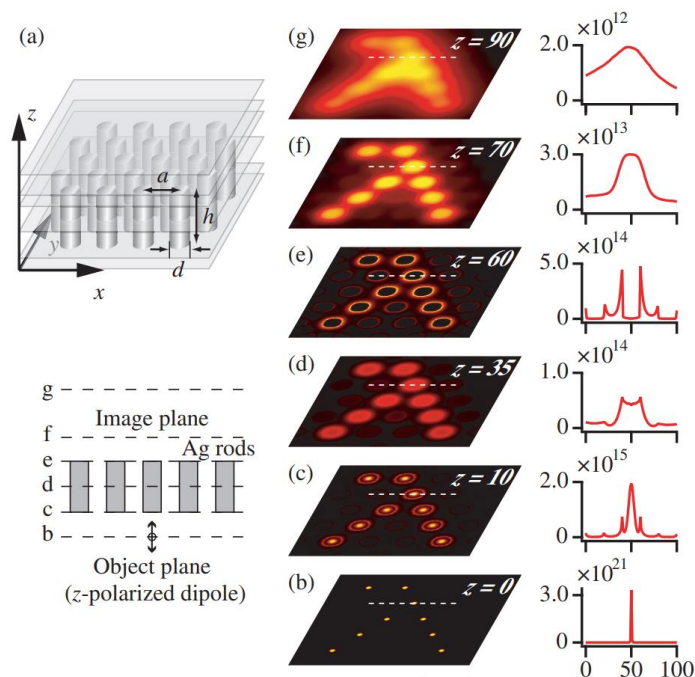
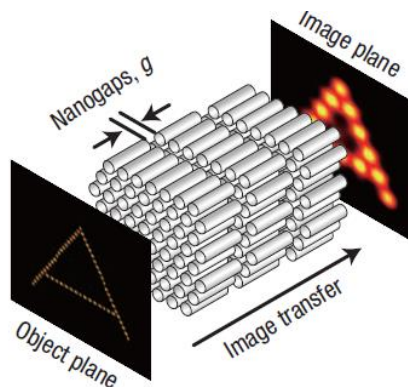


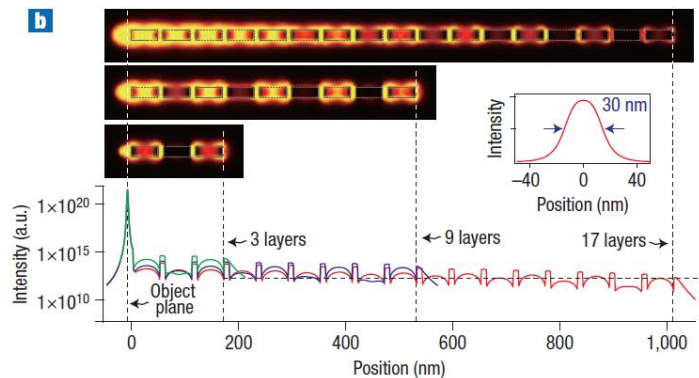
Рис. 1.21. СПП нанорозміру та розподіл ЕМ поля в різних частинах такої структури [106].

На рис. 1.21 зображено розподіл інтенсивності ЕМ поля в декількох частинах структури – перед структурою, в її перерізі та за нею. У всіх цих позиціях літера «λ» чітко розпізнається. Цей результат показує, що такий метод формування зображення передається через масив металевих нанопровідників, забезпечуючи роздільну здатність нижче довжини хвилі. Просторова роздільна здатність становить 40 нм ($\lambda/12$) і значно перевищує дифракційну межу, однак вона обмежена відстанню між провідниками a . Пізніше у роботі [107] було підтверджено можливість використання такого методу формування зображення в діапазоні сотень ТГц.

У роботі [108] було запропоноване багатошарове розташування масивів СПП нанорозмірів, здатне передавати зображення методом із [106] на значно більшу відстань. На рис. 1.22а зображено розташування трьох шарів масивів СПП, розділених відстанню 10 нм, кожен з яких містить провідники довжиною $L = 50$ нм і радіусом $r = 10$ нм (рис. 1.22а). Точковими джерелами було сформоване зображення латинської літери «А». Розподіл ЕМ поля цієї літери продемонстровано на рис. 1.22а на вхідній та вихідній апертурах.



a



б

Рис. 1.22. Багатошарова структура з масивів паралельних провідників нанорозміру – *a* та розподіл ЕМ поля при збільшенні кількості шарів – *б* [108].

Щоб підтвердити передачу зображення на оптично великій відстані без значних втрат, була промодельована передача ЕМ енергії для різної кількості

шарів. На рис. 1.22б представлено порівняння результатів моделювання для розподілу інтенсивності вздовж довжини СПП для трьох випадків, у яких СПП складалася з 3, 9 та 17 шарів масивів провідників. У кожному випадку довжина провідників становила 50 нм, а відстань між шарами – 10 нм. СПП, що складалася з 17 шарів і мала довжину понад 1 мм. Верхні кольорові зображення на рис. 1.21б, показують поперечний переріз розподілу інтенсивності ЕМ поля вздовж довжини СПП. Пунктирні лінії визначають кількість шарів. Зелені, сині та червоні криві демонструють розподіл інтенсивності вздовж осей із 3-х, 9-ти та 17-ти шарів відповідно. Порівняння між трьома кривими показує, що профілі інтенсивності не мають помітної залежності від кількості шарів. Це вказує на відсутність тенденції до зменшення інтенсивності поширення ЕМ енергії при збільшенні шарів і підтверджує відсутність значних втрат енергії вздовж довжини СПП.

Висновки до розділу 1

У розділі здійснено огляд літературних джерел як вітчизняних, так і закордонних авторів, що відображають сучасний науковий та технологічний стан розвитку ММ загалом і СПП як окремого класу ММ. Показано, що СПП слугує ефективним інструментом для реалізації провідних каналів зв'язку, включаючи півхвильові (суперлінзи) та оптично довгі (ендоскопи) структури, і засобів для модифікації існуючих антен. Це дозволяє забезпечити узгодження імпедансів на частотах Фабрі-Перо (суперлінзи) та у широкому діапазоні частот (гіперлінзи та структури з випадковим розміщенням провідників).

Хоча останні демонструють високу ефективність у забезпеченні широкосмуговості, водночас вони громіздкі та/або складні в реалізації. Натомість низка останніх наукових досліджень показала здатність СПП передавати енергію ЕМ хвиль як на частотах Фабрі-Перо, так і в широкому діапазоні частот на відстанях від півхвильової до кількох десятків довжин хвиль без використання гіперлінз. Більше того, прогрес у галузі матеріалознавства та синтезу мікро- і наноструктур відкрив можливість

створення СПП, розміри яких дозволяють їхнє використання у терагерцовому, оптичному та інфрачервоному діапазонах частот. Це виводить СПП на новий етап досліджень із викликами, продиктованими сучасними технологіями, серед яких: широка смуга частот, високий рівень роздільної здатності, адаптивність і контроль характеристик у часі, перехід від аналогових до цифрових технологій тощо.

Беручи до уваги перелічені аспекти та ґрунтуючись на огляді сучасного стану досліджень СПП, можна зробити такі висновки щодо актуальної проблематики в цій галузі:

- СПП здатні передавати енергію ЕМ хвиль у широкому діапазоні частот на відстань до кількох десятків довжин хвиль, проте передавання як неперервних, так і дискретних зображень можливе лише на відстані, що дорівнює півхвильовій довжині;
- вплив конструктивних параметрів СПП на їхні ЕМ характеристики досі залишається недостатньо вивченим. Аналітичні дослідження часто ґрунтуються на використанні моделей СПП із так званими «тонкими провідниками», що насправді постають провідниками нульової товщини. У той час моделі для комп'ютерного моделювання та експериментальних макетів зазвичай базуються на значеннях радіуса провідників та відстані між ними, обираючи їх майже випадково, без достатньої аргументації;
- роздільна здатність при передаванні зображень залишається півхвильовою та виступає базовим обмеженням, яке досі не вдалося перевершити;
- відсутні чіткі механізми модуляції частотних характеристик СПП у часі, а також підходи для контролю ЕМ характеристик СПП.

Перелічені пункти стали основою для проведення досліджень, результати яких викладено у наступних розділах.

РОЗДІЛ 2. ПЕРЕДАВАННЯ РАСТРОВИХ ЗОБРАЖЕНЬ ЧЕРЕЗ ОПТИЧНО ДОВГИЙ ХВИЛЕВІД НА ОСНОВІ СПП

Якщо розглядати СПП в якості багатоканального хвилеводу, то він слугує інструментом для передачі ЕМ енергії у вузькому та широкому діапазонах частот. Це можливо як для низьких та мікрохвильових радіочастот, так і для інфрачервоного випромінювання. Також СПП підходять для передавання зображень на субхвильових довжинах, як це було продемонстровано в попередньому розділі в роботах [101-103]. У цих дослідженнях зображення, сформоване в зоні близькопольової взаємодії із апертурою СПП, передавалося на частотах резонансів Фабрі-Перо. Проте вузькосмуговість сильно обмежує можливість передавання зображень. Широкозмуговий ефект передачі ЕМ енергії через прямі СПП ТМ-хвилями вперше теоретично показано в [109] і з того часу було підтверджено в кількох роботах [90-91]. Це явище, здавалося б, проклало шлях для розвитку ЕСПП, призначених для передавання зображення субхвильової довжини в широкому діапазоні частот і спектроскопії. Однак широкозмугового передавання зображення в ЕСПП ще не було досягнуто ні в радіо, ні в оптичних діапазонах частот.

У таких роботах, як [98, 107-108, 110-111], було показано передавання піксельних зображень через ЕСПП на частотах резонансів Фабрі-Перо для різних діапазонів частот: МГц, ГГц, ТГц, та середніх і ближніх частотах інфрачервоного випромінювання. Крім того, в [99] було виявлено небажаний ефект, який виникає на поверхні довгих зразків ЕСПП: на деяких частотах виникають оптичні вихрові моди, перешкоджаючи поширенню хвиль. Цей ефект не перешкоджає широкозмуговій передачі ЕМ енергії, оскільки функціонує в межах дуже вузьких діапазонів частот, проте він проявляється при згині ЕСПП, оскільки розташування таких мод змінює позиції вздовж частотної осі в залежності від згину структури.

У цьому розділі зусилля зосереджено на прогалині, яка виникла в теорії прямих ЕСПП. З одного боку, для них було доведено можливість широкосмугового передавання енергії ЕМ хвиль, з іншого – растрове зображення (зображення з субхвильовою роздільною здатністю) було досягнуто у зразках СПП виключно на частотах Фабрі-Перо. Однак передача енергії та зображення взаємопов’язані. Хоча субхвильове зображення формується ближнім полем об’єкта, проте воно передається на вихід ендоскопа за допомогою хвиль, де ближнє поле перетворюється на апертурі СПП. Отже, якщо широкосмугова передача енергії можлива, широкосмуговий механізм передачі зображення також повинен існувати. У цьому розділі запропоновано цей механізм і показано, як за допомогою нього можна отримати широкосмугове растрове зображення з субхвильовою роздільною здатністю в оптично довгому ендоскопі на основі СПП для різних діапазонів частот.

2.1. Дослідження елементарної комірки СПП

СПП можна розглянути у вигляді масиву ЕК [112] з довжиною L , де ЕК – це матриця розмірністю 2 на 2, утворена чотирма сусідніми провідниками СПП, із квадратним поперечним перерізом a на a , як зображено на рис. 2.1а. Розглядаючи поперечний переріз СПП в площині xy (рис. 2.1б), можна вважати такий масив ЕК матрицею пікселів, де кожен піксель постає окремою ЕК СПП. Якщо в ЕК помістити джерело ЕМ хвиль, вона може функціонувати в режимі двійкового відображення як звичайний піксель. Для підтвердження цієї ідеї було здійснено дослідження передавальних характеристик окремої ЕК [113].

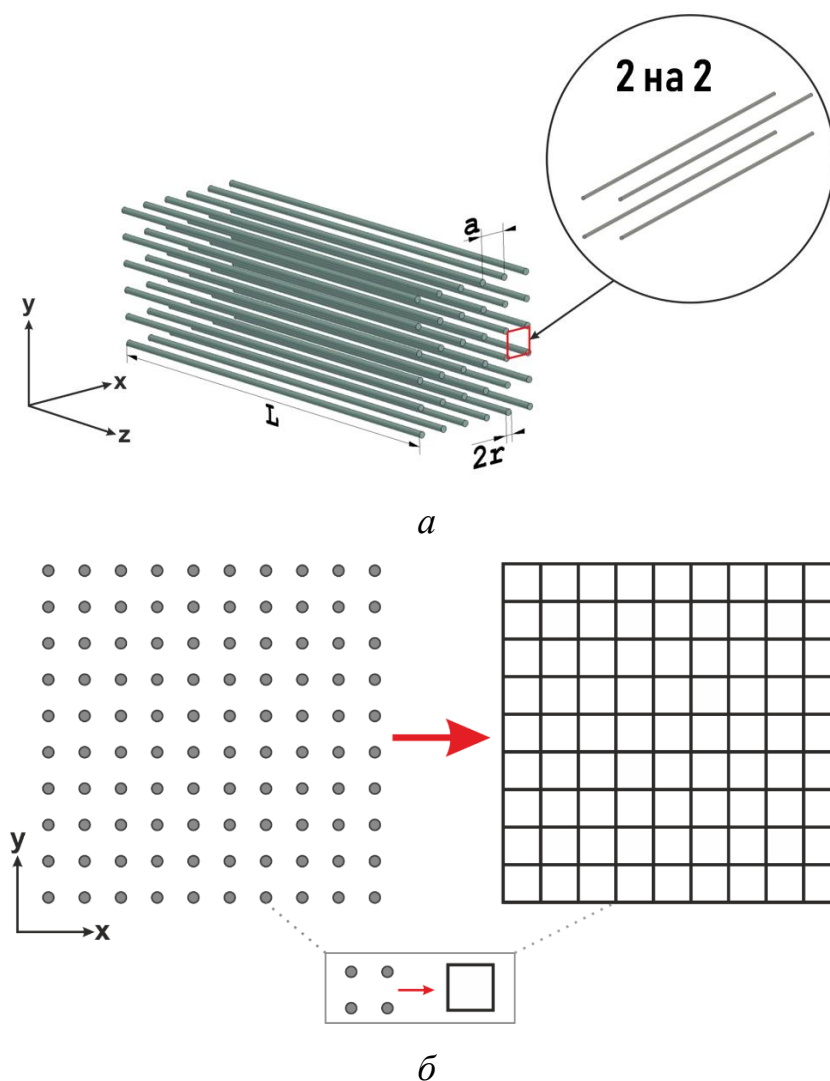
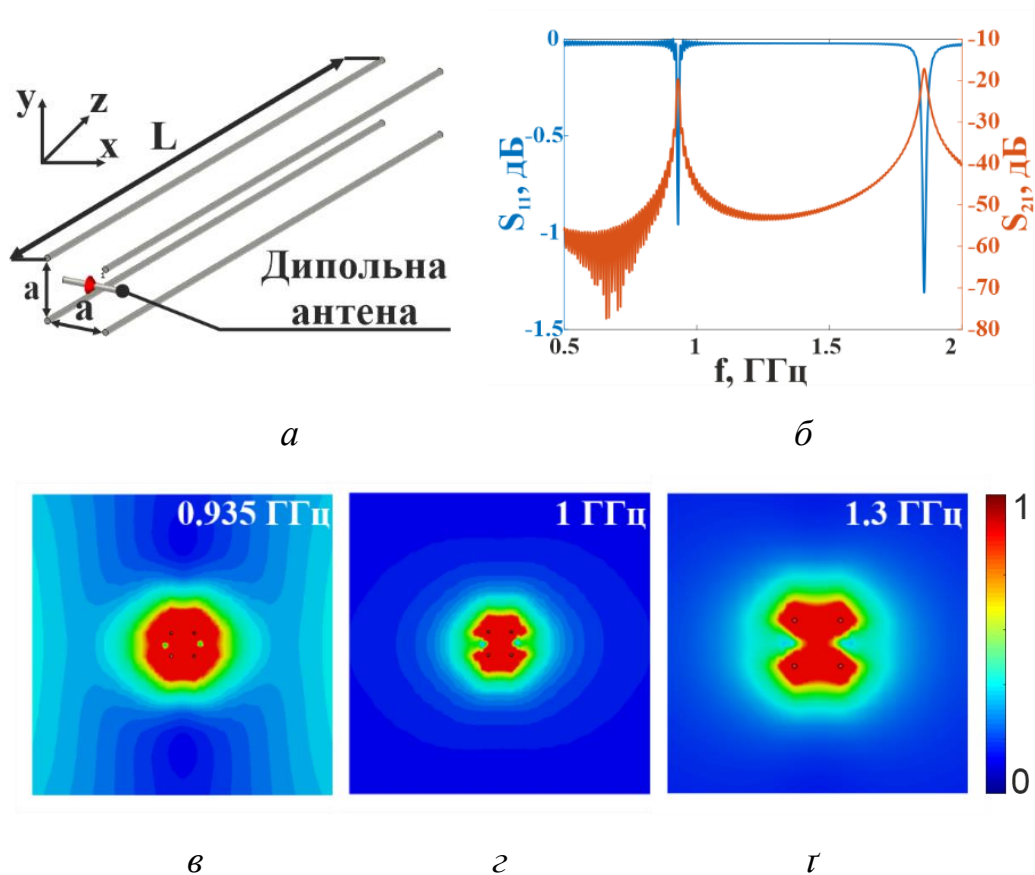


Рис. 2.1. СПП, що складається з масиву прямих паралельних провідників довжиною L , діаметром $2r$ та періодом їх розташування a , в той час як ЕК постає структурою 2 на 2, яка сформована чотирма сусідніми провідниками СПП – a . Вся СПП формує матрицю елементарних комірок, що можуть бути розглянуті як масив ЕК – б.

Для початку проведено комп'ютерне моделювання в програмному середовищі CST Studio Suite, де було спроектовано модель, що складалася з дипольної антени та ЕК СПП, як показано на рис. 2.2а. 3D-модель мала такі розміри: довжина провідників $L = 150$ мм, діаметр $2r = 1$ мм з періодом їх розташування $a = 10$ мм. Дипольна антена, як випромінювальний елемент із плечами довжиною 10 мм, розташовувалася в центрі між 4 провідниками на відстані $z = a/2$ всередині комірки. Це робило передачу ЕМ енергії

широкосмуговою. Резонанс дипольної антени значно вищий (~ 15 ГГц), ніж досліджуваний діапазон частот, задля забезпечення джерела випромінювання слабких ЕМ хвиль.

У результаті моделювання було отримано частотні залежності коефіцієнтів відбивання та проходження S_{11} і S_{21} (рис. 2.2б: синя та оранжева лінії). Отримані коефіцієнти S_{11} показують, що досліджувана ЕК характеризується узгодження імпедансів із вмонтованою дипольною антеною на частотах резонансу Фабрі-Перо, характерні для метаматеріалів такого типу. Значення першого та другого резонансів становить 0,935 та 1,865 ГГц відповідно. Отримані коефіцієнти S_{21} , шляхом розміщення приймальної дипольної антени на вихідній апертурі ЕК, відповідають резонансам Фабрі-Перо ЕК.



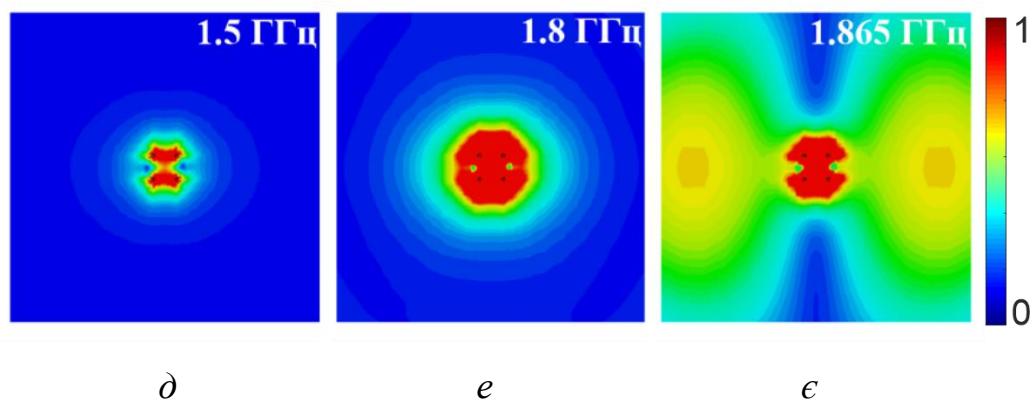
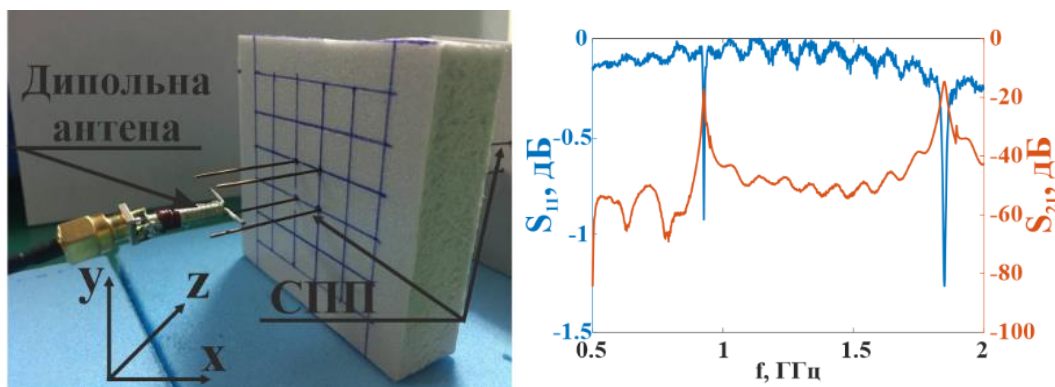


Рис. 2.2. Комп'ютерна модель досліджуваної ЕК – *a*, отримана частотна залежність коефіцієнту проходження S_{21} і частотна залежність коефіцієнту відбивання S_{11} – *б* та отримані шляхом комп'ютерного моделювання розподіли Е-поля (нормалізовані на максимальне значення) на вихідній апертурі ЕК на резонансних частотах 0,935 ГГц – *в* та 1,865 ГГц – *є*, а також на нерезонансних частотах – *г-е*, відповідно.

Наступним кроком стало проведення серії комп'ютерних моделювань для дослідження розподілу Е-поля в площі поперечного перерізу запропонованої ЕК. Дослідження проводилися в x -площині апертури ЕК на відстані 5 мм ($z = L - (a/2)$) від вихідної апертури, розподіли полів показано на рис. 2.2*в-є*. Моделювання проводилося в діапазоні частот між першим і другим резонансами ЕК (рис. 2.2*б*). З рис. 2.2*в,є* чітко видно, що на частотах резонансів ЕМ енергія має максимальне значення та розповсюджується за межі ЕК, через це поле поширюється далеко за межі ЕК. Тому таку структуру можна вважати антеною, але не хвилеводом. У випадку діапазону частот між двома резонансами (рис. 2.2*г-е*) вся енергія формується чітко між чотирма сусідніми провідниками ЕК. Отримані результати дозволяють стверджувати той факт, що між резонансами можливе передавання енергії ЕМ хвиль та подальше формування зображень в широкому діапазоні частот в смузі $\sim 0,8$ ГГц.

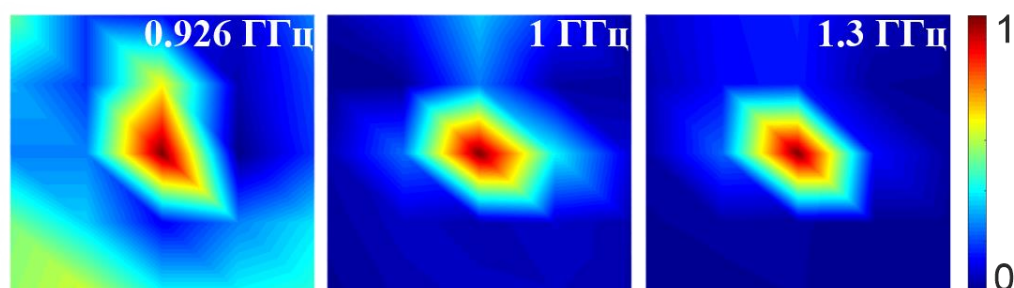
Для експериментального підтвердження, отриманих у ході комп'ютерного моделювання результатів, було розроблено макет ЕК з

відповідними розмірами (рис. 2.3а). Півхвильова дипольна антена вмонтовувалась на відстані $z = a/2$ від входної апертури ЕК та під'єднувалася до Nano VNA V3. Експериментально отримані результати коефіцієнтів проходження S_{21} і відбивання S_{11} показано на рис. 2.3б. З графіків чітко видно резонанси Фабрі-Перо на частотах 0,926 ГГц і 1,848 ГГц відповідно, що підтверджує функціональність ЕК.



а

б



в

г

г

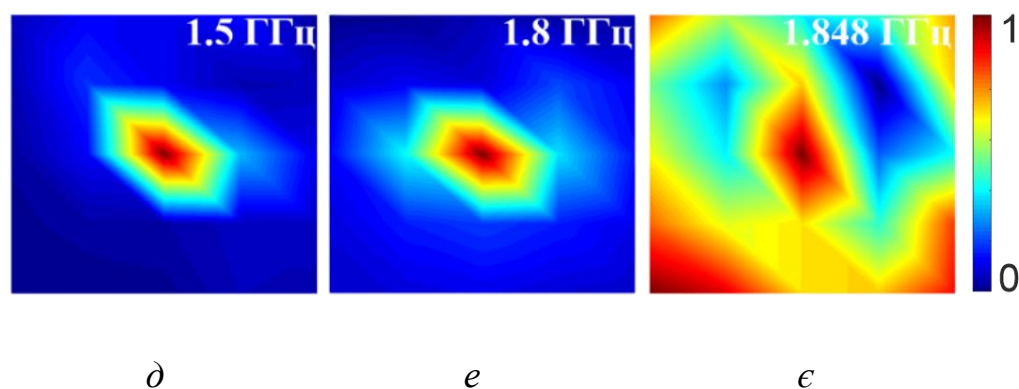


Рис. 2.3. Експериментальний макет досліджуваної елементарної комірки – *а*, отримана частотна залежність коефіцієнту проходження S_{21} і частотна залежність коефіцієнту відбивання S_{11} – *б* та результати вимірювання розподілів Е-поля (нормалізовані на максимальне значення) на вихідному інтерфейсі ЕК на резонансних частотах 0,926 ГГц – *в* та 1,848 ГГц – *с*, а також на нерезонансних частотах – *г-е*, відповідно.

Для експериментальних досліджень розподілу енергії ЕМ поля використовувалися дві півхвильові дипольні антени (передавальна – T_x і приймальна – R_x), як показано на рис. 2.3*а*. Положення T_x залишалося незмінним. Дипольна антена знаходилась в центрі між чотирма провідниками. R_x сканувала усю площину xy для $z = L - (a/2)$ з дискретним кроком a (в центрі кожної ЕК). Було проскановано матрицю розмірами 50 на 50 мм, в центрі якої знаходилася досліджувана ЕК. Для візуалізації всі отримані у процесі сканування розподіли Е-поля було об'єднано в один неперервний розподіл та проаналізовано. Таким чином, результати експерименту показані на рис. 2.3*в-с*. Як і у випадку комп'ютерного моделювання, експериментальні дослідження розподілу енергії ЕМ поля були проведені в діапазоні частот між першим і другим резонансами ЕК від $\sim 0,9$ до $\sim 1,9$ ГГц (рис. 2.3*б*). Отримані експериментальні результати підтвердили відповідні результати комп'ютерного моделювання та показали можливість (на відміну від частот резонансів) передавання ЕМ енергії у широкому діапазоні на нерезонансних частотах, що показано на рис. 2.3*г-е*.

2.2. Опис ідеї реалізації

Ключова відмінність запропонованого механізму візуалізації від резонансного механізму (режим каналізування [95]) полягає в тому, що для просторової роздільної здатності точкові джерела повинні розташовуватися майже в середині ЕК, утворених групами з чотирьох сусідніх дротів. За цієї умови передача всього зображення здійснюється масивом паралельних каналів, які фактично й утворюють ендоскоп на основі СПП.

Як показали попередні дослідження ЕК, за межами резонансів зразка СПП ці комірки можуть працювати як незалежні хвилеводи, уможливлючи передачу енергії ЕМ хвилі від точкових джерел, розташованих усередині комірок, до вихідного (приймального) інтерфейсу зразка СПП. У такому випадку передача бінарного зображення повинна бути ширококутовою, оскільки в чотирьох провідних лініях передачі, якою постає розглядувана ЕК, індуктивність і ємність на одиницю довжини взаємно врівноважені, тобто коефіцієнт передачі та характеристичний опір не залежать від частоти.

Механізм каналізації субхвильової візуалізації не працює для СПП за межами резонансів Фабрі-Перо через сильне відбивання випромінювання від апертури СПП (як вхідної, так і вихідної). Кожне точкове джерело, розташоване перед кінцем будь-якого окремого провідника, збуджує коливальний заряд на його кінці, що у свою чергу призводить до збудження всієї межі поділу кожним точковим джерелом. Таким чином, ближні поля поширюються на межі СПП, і зображення від пікселя до пікселя стають неможливими. Лише на резонансах Фабрі-Перо такого розподілу ближнього поля не відбувається, бо інтерфейси СПП узгоджені з вільним простором, а заряди на кінцях провідників є малими. Однак, якщо ТМ-поляризоване точкове джерело розташоване в середині ЕК, воно квазістатично взаємодіє з чотирма сусідніми провідниками і збуджує їх так, як би вони були розміщені в середині лінії передавання. Взаємодія джерела з власним ефективним каналом, ймовірно, домінує над його взаємодією з усіма іншими провідниками, у зв'язку з цим ближнє поле джерела не поширюється на

вихідний інтерфейс. У такому випадку спільна взаємодія джерел через зразок СПП також загасає і резонанси Фабрі-Перо не потрібні для перенесення ближніх полів джерел вздовж ендоскопа.

Можна вважати, що представлений тип передавання зображень (візуалізація) непрактичний, оскільки можливі місця розташування точкових джерел обмежені центрами ЕК. Однак така візуалізація є практичною у використанні, хоча це не візуалізація у звичному розумінні, а передача зображень ближнього поля. Запропонована ідея є так званим «цифровим телеграфом», що передає зображення матриці елементів, в якій одні елементи ввімкнені, а інші – вимкнені. Інформація про розташування ввімкнених і вимкнених елементів передається на великі відстані без електричного контакту з обома матрицями – T_x і R_x [114-116].

2.3. Дослідження просторової роздільної здатності апертури СПП у мікрохвильовому діапазоні частот

Дослідити роздільну здатність пристрою візуалізації – це визначити мінімальну відстань між джерелами, які розрізняються на вихідній апертурі відповідно до критерію Релея. В рамках цієї структури, де відстань між провідниками є фіксованим значенням a , потрібно дослідити коефіцієнт передавання через ЕК, в якій знаходиться дипольна антена T_x на вхідній апертурі та R_x антена на вихідній апертурі тієї ж ЕК, і порівняти із коефіцієнтом передавання тієї ж T_x антени та R_x антени, що знаходиться на вихідній апертурі сусідньої ЕК. Згідно з критерієм Релея коефіцієнт передавання в сусідню комірку не повинен перевищувати 0,7 на заданій частоті. Це свідчить про рівність роздільної здатності на цій частоті значенню a . Якщо коефіцієнт передачі більший, то треба перевірити зв'язок із ЕК, осі яких віддалені на відстань $2a$, і т.д. З цією метою передавальну дипольну антену T_x було розміщено в центрі центральної ЕК з координатами $(x,y,z) = (0,0,5)$, а приймаюча дипольна антена R_x , маючи початкове положення $(x,y,z) = (0,0,L - 5)$, змінювала його послідовно, відповідаючи координатам

декартової системи $(x,y,z) = (na,ma,z)$, де n і $m = 0:1:2$ (рис. 2.4а – червоні точки), площина вхідної апертури має координату $z = 0$, а вихідна $z = L = 400$ мм [114].

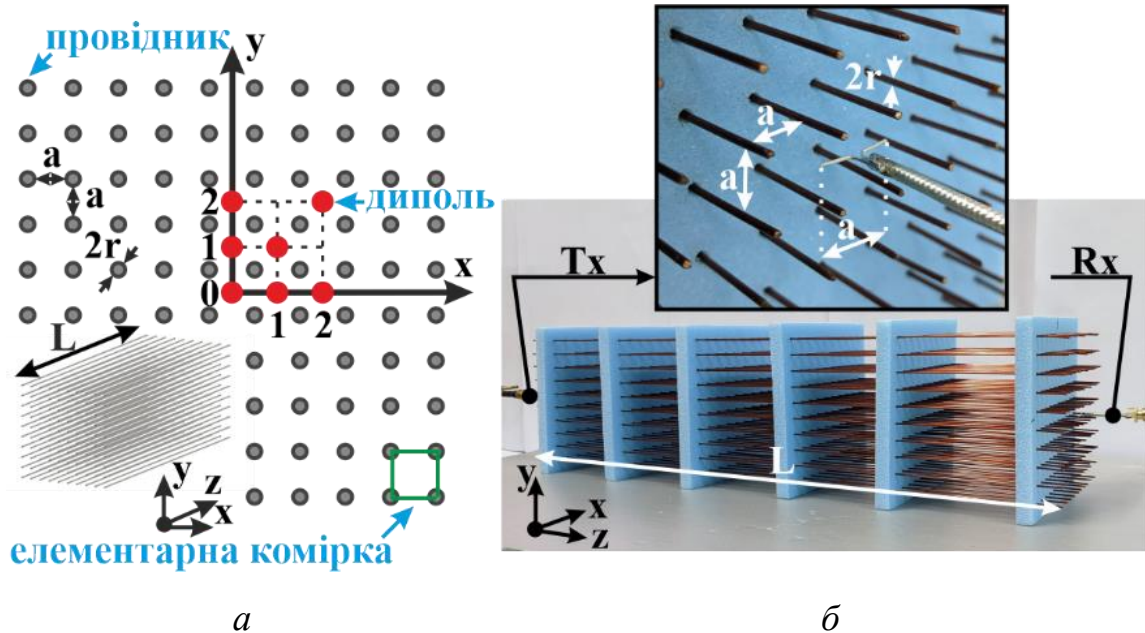
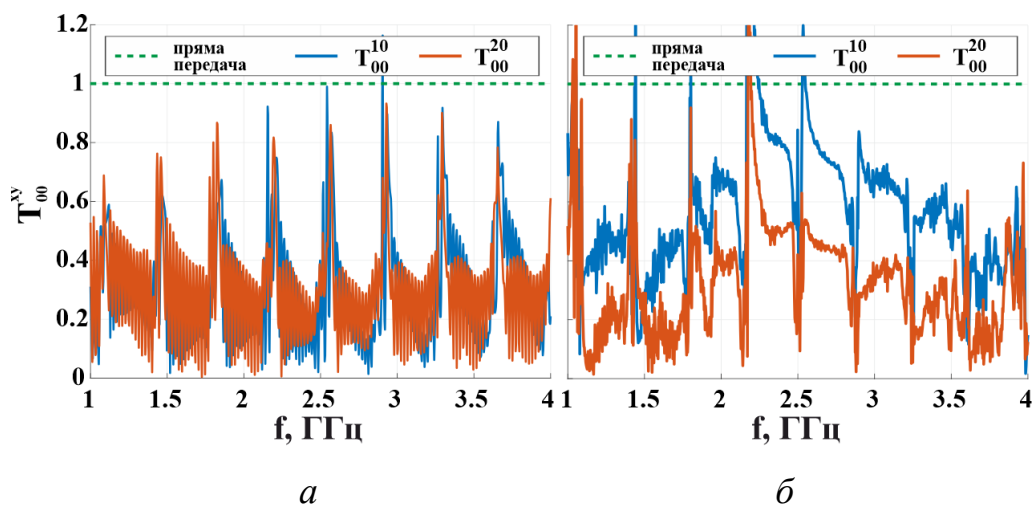


Рис. 2.4. Поперечний переріз СПП і положення приймальних дипольних антен (червоні кола) у вихідній (ху) площині ($z = 0$) – а та експериментальний зразок структури з дипольними антенами T_x/R_x , вставленими безконтактно всередину структури – б.

Довжина використаних дипольних антен становила 9 мм і була достатньо малою для можливості розмістити їх повністю у ЕК, тоді як резонансна частота цих дипольних антен (~ 15 ГГц) була більшою від робочого діапазону частот, щоб імітувати слабе випромінювання ЕМ хвиль. Це також дозволяє знехтувати перехресними зв'язками у випадку дипольної решітки (коефіцієнти проходження S_{21} , розташованих у сусідніх комірках дипольних антен, становлять менше -50 дБ). Конструктивні параметри СПП – $L = 400$ мм, $r = 0,5$ мм і $a = 10$ мм було вибрано для побудови комп'ютерної моделі та виготовлення експериментального макету. Матеріал провідників – мідь, а середовище розміщення – повітря. В експериментальному зразку СПП

додатково використано піностерольні пластини, ЕМ властивості яких близькі до відповідних властивостей повітря, забезпечуючи прозорість для проходження ЕМ хвиль у досліджуваному діапазоні частот та забезпечуючи міцність СПП (рис. 2.4б). Дві дипольні антени відповідають описанім у підрозділі 2.1 (рис. 2.3а). Дослідження проводились у діапазоні частот від 1 до 4 ГГц, що у термінах довжини хвилі відповідає $L = \sim 1,3\lambda \dots 5,3\lambda$. Частоти менше 1 ГГц розглядатимуться в подальшому підрозділі, оскільки ця частотна область відповідає півхвильовій передачі енергії ЕМ хвиль. У цьому підрозділі метою досліджень було передавання растрових зображень на оптично великі відстані, відповідаючи описаному СПП, що функціонує у вказаному діапазоні частот.

Для оцінки роздільної здатності необхідно було дослідити різницю між прямим (S_{21}^{00}) і перехресним (S_{21}^{xy}) передаванням через співвідношення $T_{00}^{xy} = S_{21}^{xy} / S_{21}^{00}$. Під час вимірювань дипольна антена Tx фіксувалася на вхідному інтерфейсі з координатами $(x,y) = (0,0)$, тоді як дипольна антена Rx крок за кроком переміщувалася вздовж горизонтальної (x), вертикальної (y) та діагональної (x, y) осей. Таким чином, індекс T_{00}^{xy} означає наступне: «00» – це координати фіксованої на початку координат дипольної антени Tx, а «xy» – координати зміщені на одну або дві комірки вздовж осей x, y або обох осей xy [114].



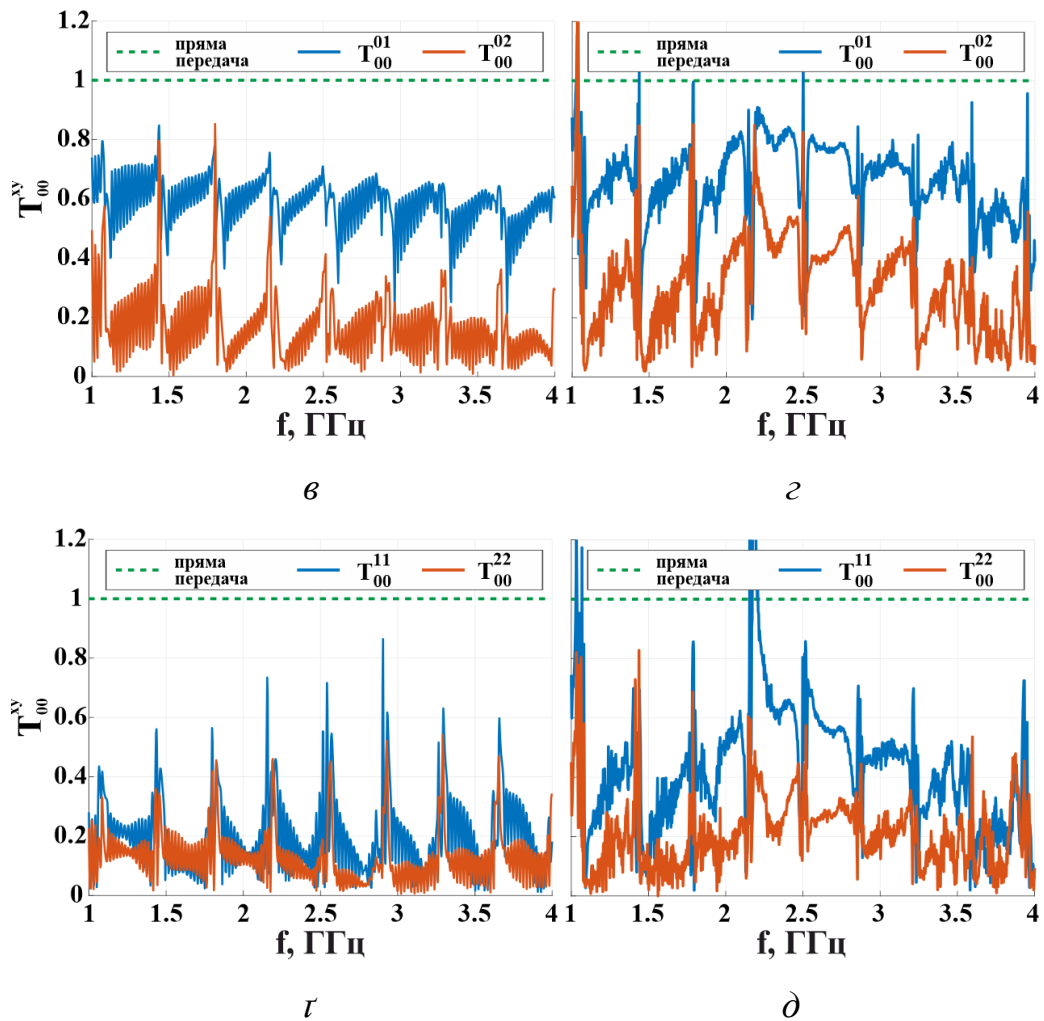


Рис. 2.5. Результати комп'ютерного моделювання (а,в,г) та експериментальних вимірювань (б,г,д) для перехресної передачі T_{00}^{xy} у випадку $x = 1a, 2a$ та $y = 0a - a-b$; $x = 0a$ та $y = 1a, 2a - в-г$; разом x та y дорівнюють $1a, 2a - г, д$. Зелена пунктирна лінія дорівнює 1 і відповідає прямому проходженню.

Метою досліджень, продемонстрованих на рис. 2.5, було отримання дипольною антеною Rx максимально можливого значення енергії сигналу, що передається через ЕК шляхом прямої передачі, і якомога меншого – шляхом перехресної. Відношення T_{00}^{xy} показує, наскільки пряма передача переважає над іншими перехресними передачами. Отже, з результатів комп'ютерного моделювання, зображених на рис. 2.5а,в,г (перший стовбець), видно, що роздільна здатність дорівнює одному значенню періоду решітки a через $T_{00}^{xy} \ll 1$ майже в усьому досліджуваному діапазоні частот, за винятком дуже

вузьких частотних областей, де існують неподавлені резонанси Фабрі-Перо. У цих виняткових частотних областях спостерігається $T_{00}^{xy} > 1$. Це пояснюється резонансною поведінкою провідників і сильним зв'язком між ними та призводить до можливості передачі через сусідню ЕК. Таким чином, необхідно уникати частот із дією запропонованого підходу до передачі. Цей ефект буде детально розглянуто нижче при розпізнаванні пікселів.

Вимірювання, результати яких наведено на рис. 2.4б,г,д (другий стовбець), підтверджують запропонований механізм передачі енергії ЕМ хвиль в широкому діапазоні частот 1-4 ГГц по окремих ЕК СПП. Експеримент добре співвідноситься з моделюванням і показує можливість розрізнення дипольних антен T_x , розташованих на вхідному інтерфейсі зразка із глибокою субхвильовою відстанню a за допомогою масиву дипольних антен R_x , розташованих з періодом a на вихідній апертурі. Однак чітко видно: значення для x , y і xy ближчі до одиниці порівняно з результатами моделювання, особливо для діагонального випадку (рис. 2.4д). Критерій Релея не виконується для випадку, коли відстань між точковими джерелами дорівнює a – у такій ситуації роздільна здатність погіршується. Якщо відстань між дипольними антенами T_x дорівнює $2a$, то роздільна здатність буде відповідати $R = S/(4a^2) = nma^2/(4a^2) = nm/4$, де $S = nma^2$ – площа апертури СПП, де n і m – кількість провідників вздовж горизонтальної і вертикальної осей СПП відповідно [114].

2.4. Растрова візуалізація в широкому частотному діапазоні

Згідно з вище отриманими результатами, які вказують на просторову роздільну здатність, що дорівнює $2a$, об'єкт (зображення) був сформований дипольними антенами, як показано на рис. 2.6а червоними колами. Найменша відстань між дипольними антенами дорівнює $2a$, а форма об'єкта має вигляд латинської літери «N», що включає всі можливі взаємодії між сусідніми джерелами: горизонтальну, вертикальну та діагональну. Таким чином, один піксель (ЕК) зображення набуває розміру $2a$ на $2a$, як показано на вставці на

рис. 2.6а. В ідеальному випадку очікується виявити на вихідному інтерфейсі СПП максимальні значення енергії в позиціях, що відповідають положенням джерел T_x , як показано на рис. 2.6б, і нульові значення в інших позиціях антен R_x [114-116].

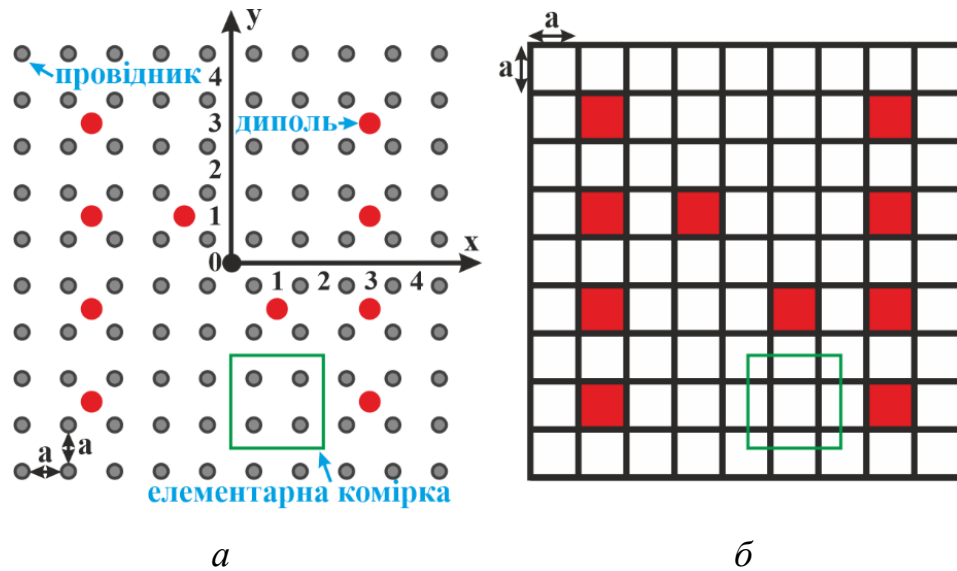


Рис. 2.6. Розташування джерел ЕМ хвиль, що формують латинську літеру «N» як передавальне зображення на вихідній апертурі СПП – *a* та очікуваний вигляд детектованого зображення на вихідній апертурі – *б*.

Тривимірна модель СПП показана на рис. 2.7 разом із градієнтами розподілів напруженості Е-поля. Позиції джерел зображені червоними сферами на вхідному інтерфейсі. Три площини, що відповідають поперечним/поздовжнім перерізам СПП, зафарбовані пурпуровим (горизонтальна, позначена як *в*), зеленим (позначена *а*) і сірим (позначена *б*) – це площини, для яких показано розподіли напруженості Е-поля. Ці перерізи, відповідно, знаходяться у площині yz на відстані $x = 30$ мм для зеленого кольору (рис. 2.7а); у площині xu на відстані $z = 395$ мм для сірого кольору (рис. 2.7б1-б4); в площині xz на відстані $y = 10$ мм для пурпурового кольору (рис. 2.7в).

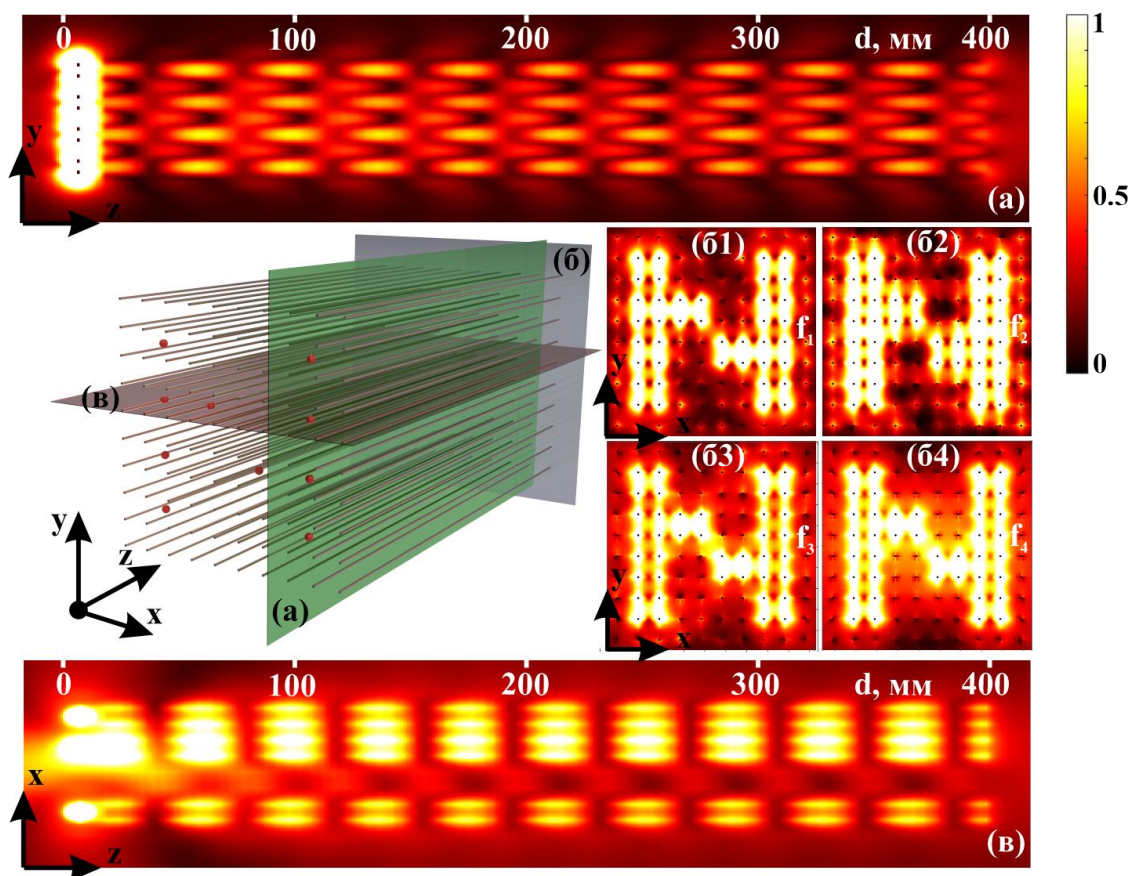


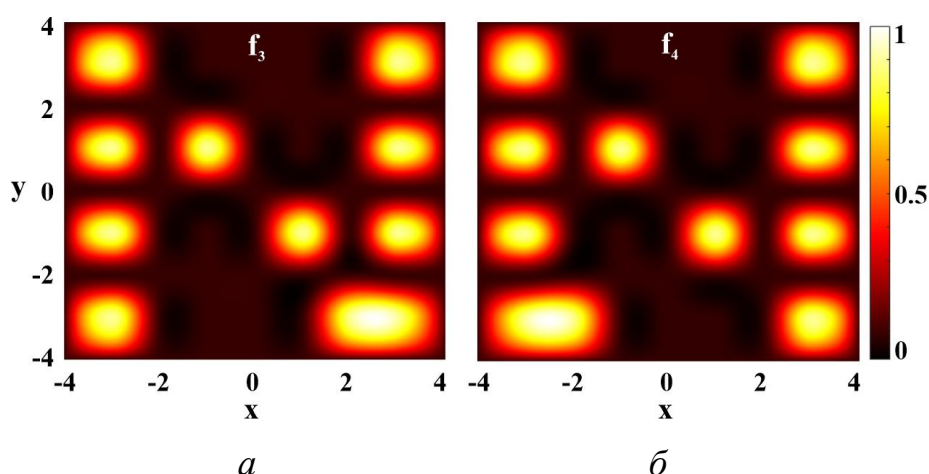
Рис. 2.7. Розподіли напруженості Е-поля (нормалізовані на максимальне значення) в площині yz для $x = 30$ мм – a , у вихідній апертурі (площина xu для $z = 395$ мм) на частотах $f_1 = 2$ ГГц – $b1$, $f_2 = 3$ ГГц – $b2$, $f_3 = 3,5$ ГГц – $b3$, $f_4 = 3,85$ ГГц – $b4$ та в площині xz для $y = 10$ мм – b . Червоними сферами позначено джерела ЕМ хвиль.

Розподіл поля на рис. 2.7а візуалізує потік енергії від чотирьох різних дипольних антен по чотирьох ефективних каналах ЕК з незначним близькопольовим зв'язком між ними. Це підтверджується розподілом на рис. 2.7в: вид зверху на розподіл електричної інтенсивності поля підтвердив припущення, що ЕК природно роз'єднані.

Нарешті, на рис. 2.7б1-б4 показано, як розподіл вхідної інтенсивності поля (червоні сфери) передається на вихідну апертуру СПП. Тут представлені розподіли вихідної інтенсивності поля для частоти $f_1 = 2$ ГГц на рис. б1, $f_2 = 3$ ГГц – б2, $f_3 = 3,5$ ГГц – б3 та $f_4 = 3,85$ ГГц – б4. Видно, що на всіх частотах форма латинської літери N відтворюється коректно [114-116].

2.5. Експериментальні дослідження передавання растрових зображень у широкому діапазоні ГГц частот. Стійкість передавання до впливу шумів

Для експериментального підтвердження запропонованої ідеї використовувався експериментальний макет, зображений на рис. 2.4б, а джерела розміщувалися так, як показано на рис. 2.6а. Замість створення N-подібного масиву Tx дипольних антен використовувалася одна Tx і одна Rx дипольні антени, які переміщували між ЕК, детектуючи передану енергію ЕМ хвиль для кожного взаємного розташування. В результаті було чисельно синтезовано зображення за принципом суперпозиції (нормалізовано до їхніх максимумів). Експериментальні результати зображено на рис. 2.8 у вигляді нормованих розподілів амплітуди Е-поля для частот $f_3 = 3,5$ ГГц та $f_4 = 3,85$ ГГц. Вищі частоти було обрано з метою демонстрації функціональності СПП як оптично довгого ЕСПП. Для кращої візуалізації до цих зображень було застосовано бікубічний сплайн [117] та інтерполяцію затемнення тіней [118]. Видно, що розпізнавання літери «N» має високу ймовірність у досліджуваному діапазоні частот (рис. 2.8а-б) [114-116].



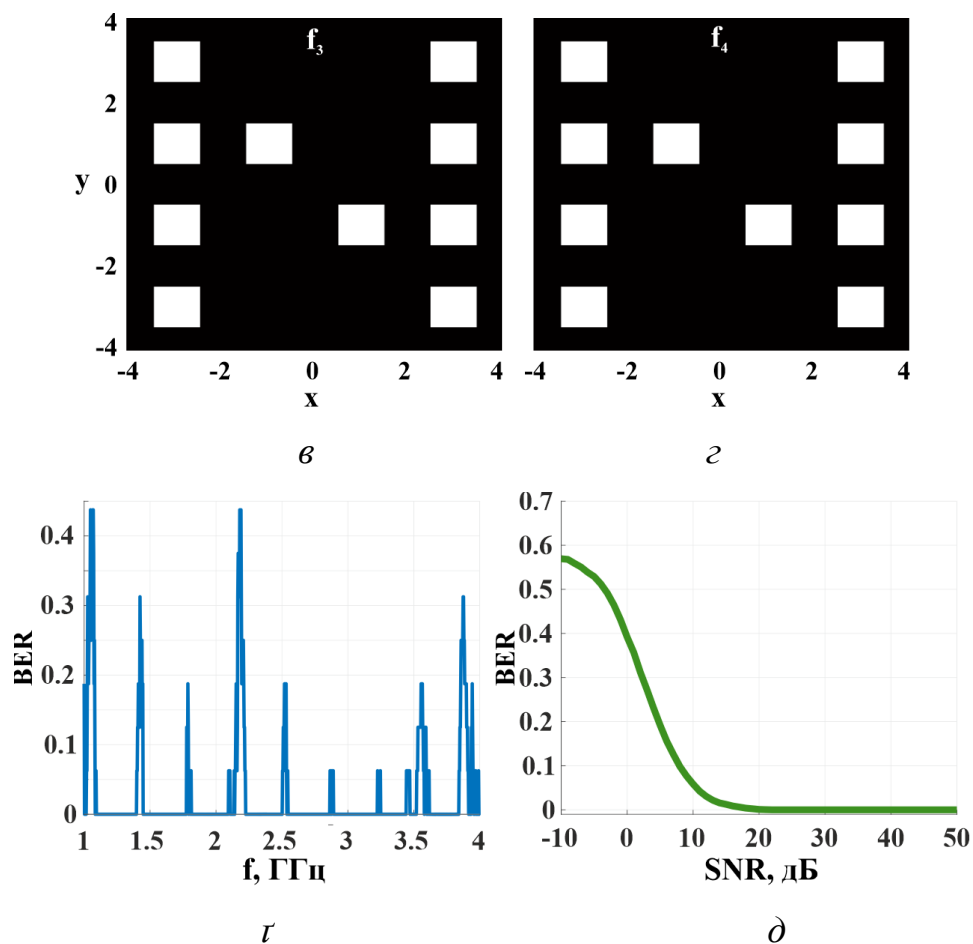


Рис. 2.8. Експериментально отримані градієнти розподілів Е-поля (нормалізовані на максимальне значення) для передавання бінарного зображення у формі літери «N» на двох частотах (a для f_3 і b для f_4) та їхнє бінарне представлення після процесу порогового перетворення (c і d відповідно). Залежність значень коефіцієнта бітових помилок від частоти – e та від відношення сигнал/шум на частоті f_3 (f).

Для бінарного представлення отриманих розподілів поля зображення був застосований простий підхід до цифрової обробки зображень, заснований на пороговому значенні для перетворення зображення у двійковий формат. З метою автоматизації обробки поріг підбирався для кожного зображення за методом Оцу [119]. Метод визначає глобальне значення порогу через мінімізацію внутрішньокласових порогових чорних і білих пікселів. Поріг визначено з діапазону $[0,1]$, тому розподіли полів, приведених на рис. 2.8в-г, нормалізовано до їхніх максимумів [114].

Було застосовано бінарне перетворення до кожної окремої ЕК на вихідному інтерфейсі, що відповідало координатам можливих місць розташування джерел на вхідному інтерфейсі. У такий спосіб, аналізувалися всі позиції $x = -3:2:3$ та $y = -3:2:3$ окремо, але для всіх них було застосовано однаковий поріг. Наприклад, скановане поле від джерела з координатами $(x,y) = (-3,-3)$ дає максимуми в точках $(x,y) = (-3,-3)$ і $(-3,-2)$ (рис. 2.8б). Однак не враховувався максимум в точці $(x,y) = (-3,-2)$ під час оцифрування через раніше сформульоване твердження про розташування джерел з кроком $2a$. В результаті бінарні зображення для частот f_3 і f_4 показані на рис. 2.8в-г. Відповідно до недосконалості розподілу Е-поля перед порогом, зображеного на рис. 2.8а-б, навіть найпростіший цифровий алгоритм здатен відновити передану картину.

Частоти f_3 і f_4 для представлених відновлених зображень були підібрані між резонансами Фабрі-Перо з рис. 2.5, де $T_{00}x_u < 1$. У випадку, коли $T_{00}x_u$ більше або близьке до 1, розпізнавання зображення ускладнюється через наявність великої кількості помилкових пікселів, причини яких були пояснені раніше. Кількісно це можна описати за допомогою розрахунку значень коефіцієнта бітових помилок – bit error ratio (BER для оцифрованих зображень на всіх частотах з досліджуваного діапазону (рис. 2.8г)). Під BER розуміється відношення кількості неправильно відновлених бітів (кількість помилок $n_{пом}$) до всієї кількості переданих бітів N (2.1). Розглядаючи зображення на рис. 2.8в-г, можна побачити, що $N = 16$ пікселів (або бітів). Таким чином, наявність однієї помилки дає похибку 0,0625. Тому такий аналіз зазвичай застосовують для значно більшої кількості бітів. Однак аналіз дає можливість оцінити і визначити частоти, на яких можлива передача. Для аналізу та пошуку помилкових пікселів було створено матрицю так званих «правильних» пікселів (2.2), яку порівняли з пороговою. В результаті можна побачити, що максимуми $BER(f)$ спричинені резонансами Фабрі-Перо, а ідеальне відтворення знаходиться між ними (рис. 2.8г). Вздовж осі частот можна

побачити деякі винятки, спричинені наявністю однієї помилки. Вона здається великою через обмежену малу кількість пікселів.

$$BER = \frac{n_{\text{пом}}}{N} \quad (2.1)$$

$$K_{\text{прав}} = \begin{pmatrix} x_{11} & \cdots & x_{k1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{1l} & \cdots & x_{kl} \end{pmatrix}, \quad (2.2)$$

де «увімкнені» пікселі позначено як $x_{kl} = 1$, а «вимкнені» – $x_{kl} = 0$ для розмірності матриці $k \times l = 9 \times 9$.

Інша важлива характеристика – здатність розпізнавати зображення під впливом шуму. Як шумовий внесок було використано адитивний білий гаусівський шум (АБГШ). Він застосовувався до вимірних даних за допомогою стандартної функції MatLab. BER оцінювався як співвідношення сигнал/шум (SNR) для ідеально відновленого зображення (на частоті f_3). SNR означає, наскільки потужність сигналу перевищує потужність шуму, і в цьому дослідженні воно знаходилося в діапазоні від -10 до 50 дБ (рис. 2.8д). Однак варто зауважити, що це перевага не для «чистого», а для експериментально вимірюваного сигналу, який вже містить деякий адитивний шум, присутній у лабораторії. Таким чином, співвідношенням для SNR набуває вигляду (2.3). Враховуючи, що розподіл потужності шуму є випадковим процесом (під співвідношенням маються на увазі усереднені значення розподілу вимірної потужності поля та потужності АБГШ), було розраховано BER (SNR) для 100 різних штучно згенерованих послідовностей шумового сигналу і приведено усереднений графік на рис. 2.8г. В результаті можна побачити значення BER, близьке до нуля, для SNR більше 20 дБ і порівняти з характеристиками модуляції 8- і 16-PSK [114].

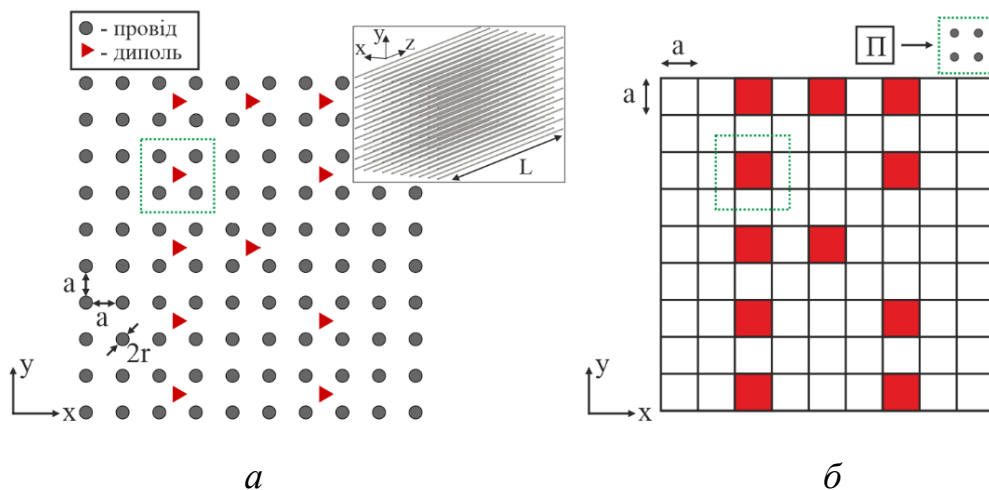
$$SNR = \frac{P_{\text{сигналу}} + P_{\text{шум лаб.}}}{P_{\text{АБГШ}}}, \quad (2.3)$$

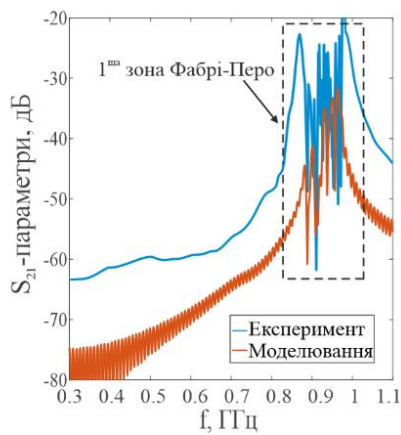
де $P_{\text{сигналу}}$ – потужність сигналу в кожному окремому пікселі, $P_{\text{шум лаб.}}$ – потужність можливого шуму в лабораторії під час проведення експерименту,

який, ймовірно, було додано до сигналу; а також $P_{\text{АБГШ}}$ – потужність адитивного білого гаусівського шуму.

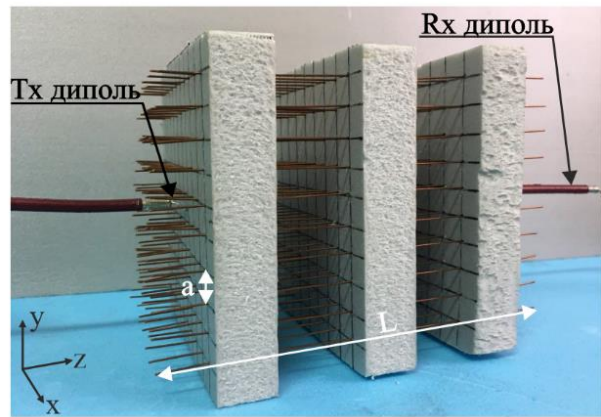
2.6. Передавання растрових зображень у широкому діапазоні суб-ГГц

Можливість використання представленого методу передавання зображення в широкому діапазоні частот до резонансів Фабрі-Перо постає актуальним завданням для суб-ГГц візуалізації [120-122]. У минулих підрозділах було встановлено, що кожна ЕК (квадрат a на a між кожними чотирма найближчими провідниками) може використовуватися як окремий канал для передачі енергії ЕМ хвиль, випромінюваних дипольними антенами, які представляють собою точкові джерела. Цей канал – широкосмуговий і дозволяє використовувати СПП як багатоканальний хвилевід для бінарної візуалізації з можливістю одночасної передачі широкосмугових сигналів або сигналів із різними значеннями частот через кожен окремий канал (наприклад, різні кольори в оптичному діапазоні).





в



г

Рис. 2.9. Поперечний переріз СПП в площині xu з розташуванням джерел (червоні трикутники), що формують латинську літеру «R» у вхідній апертурі – а; очікуваний вигляд зображення на вихідній апертурі – б; результати S_{21} для комп’ютерного моделювання та експерименту – в, а також експериментальна установка для передачі ЕМ енергії між двома дипольними антенами (Tx і Rx) через СПП – г.

У цьому дослідженні [123] увагу було зосереджено на вимірюваннях у суб-ГГц діапазоні частот від 0,3 до 1 ГГц через СПП розмірами менше довжини хвилі, тому довжина провідників становила $L = 150$ мм, радіус $r = 0,5$ мм та період їх розташування $a = 10$ мм, як показано на рис. 2.9а. Джерелом ЕМ хвиль у процесі комп’ютерного моделювання та подальших експериментальних вимірювань було обрано звичайну дипольну антену з довжиною 9 мм, як і в попередніх дослідженнях. У CST Microwave Studio було спроектовано модель СПП із вказаними розмірами (вставка на рис. 2.9а). Провідники СПП та дипольна антена спроектовані з ідеального електричного провідника, структура заповнена вакуумом як матеріалом-діелектриком.

Під час експериментальних вимірювань виготовлено зразок СПП (рис. 2.9г) з такими ж геометричними параметрами, як і для комп’ютерної моделі, але матеріалом провідників була мідь.

Аналізуючи коефіцієнти проходження S_{21} , зображені на рис. 2.9в, як для експерименту, так і для моделювань (дипольні антени розміщувалися на вхідних і вихідних апертурах СПП у центрі структури на відстані 10 мм для кращої взаємодії), спостерігається передача енергії ЕМ хвиль у широкому частотному діапазоні від 0,3 до 1,1 ГГц із зоною локалізації резонансів Фабрі-Перо в діапазоні частот $\sim 0,9$ -1 ГГц і чітко співпадає із половиною довжини хвилі, як і очікувалося для довжини використаних провідників L .

Для дослідження передавання зображення було сформовано об'єкт у вигляді латинської літери «R», що складався із дипольних антен розміщених, як на рис. 2.9а. Дипольні антени розташовувалися з періодом не менше ніж $2a$, як визначено в підрозділі 2.3, – вздовж осей x та y . Таким чином, один піксель зображення мав розмір $2a$ на $2a$, (показано на вставці на рис. 2.9б – зелений пунктирний квадрат) [123]. Очікувалося виявити максимальні значення енергії у точках, що відповідають положенням джерел T_x на приймальній стороні СПП, як зображено на рис. 2.9б.

Розподіл електричного поля отримано за допомогою комп'ютерних моделювань у поперечному перерізі площини xu на відстані 10 мм перед вихідною апертурою всередині СПП ($z = 140$ мм). Ці результати представлені на рис. 2.10 для частот [300:50:750] МГц. Отримані чіткі зображення можуть бути детектовані на вихідній апертурі СПП в діапазоні частот від ~ 400 до 700 МГц (рис. 2.10б-ж). Розподіл електричного поля на рис. 2.10а та з – нечіткий. Таке відтворення зображення на найнижчих частотах пов'язане з низькою енергією, яка може бути передана до приймальної антени R_x , як видно з рис. 2.9в, де коефіцієнт проходження S_{21} знаходиться в межах -60...-80 дБ – дуже низьке співвідношення SNR. Для найвищих частот – 750 МГц і вище – причиною поганого розпізнавання виступає наближення до першого резонансу Фабрі-Перо, де всі провідники стають резонансними і їх взаємодія значно сильніша, ніж при випромінюванні на частотах далеко від цього резонансу.

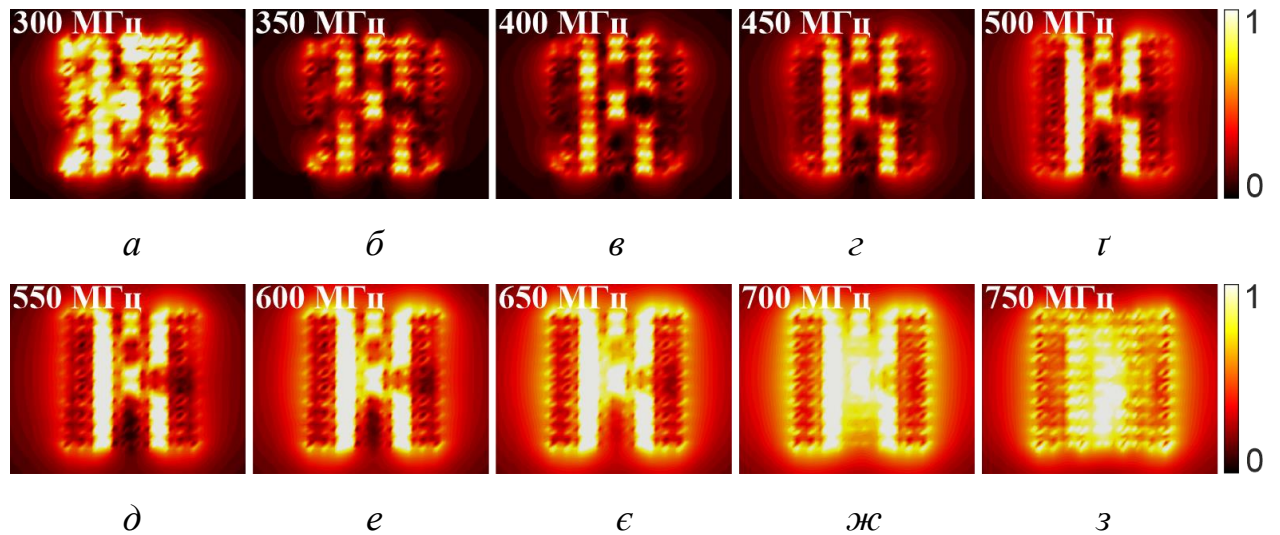


Рис. 2.10. Результати комп'ютерного моделювання для розподілу Е-поля (нормалізовані на максимальне значення) при передачі латинської літери «R» на вихідній апертурі структури у вигляді поперечного перерізу у площині xy для $z = 140$ мм на частотах $[300:50:750]$ МГц – a - $з$ відповідно.

Для експериментальних вимірювань було використано ту ж дослідницьку установку, що показана на рис. 2.9г, з розташованими джерела, як на рис. 2.9а. Ті самі дипольні антени (резонанс яких значно перевищує досліджуваний частотний діапазон) використовувалися як джерела для формування зображення. Застосовувалася одна T_x та одна R_x дипольна антена. Положення T_x змінювалося відповідно до положень на рис. 2.9а. R_x сканував всю площину xy для $z = L - 0 = 140$ мм з дискретним кроком a (у центрі всіх ЕК) для кожної з 11 позицій. Для візуалізації усі відскановані розподіли приймальною антеною R_x були об'єднані за принципом суперпозиції та проаналізовані (методика, використана в підрозділі 2.4. для обробки зображень, тут не реалізовувалася). Отже, експериментальні результати показані на рис. 2.11, як розподіли електричного поля для частот $[400:50:750]$ МГц. Видно, що розпізнавання латинської літери «R» можливе в діапазоні від 500 до 700 МГц (рис. 2.11в-е) і неможливе на інших частотах.

Попередні результати представлені як безперервний розподіл електричного поля, але мета – цифрове відновлення переданого бінарного зображення. Тому для аналізу одержаних розподілів електричного поля застосовувався метод порогової обробки зображень. Плаваюче значення порогу було вибрано для досягнення найкращого розподілу дискретних точок, у результаті чого отримані зображення, показані на рис. 2.12. Видно, що ці результати підтверджують робочий частотний діапазон від 500 до 700 МГц (рис. 2.12в-е), який становить понад 30 % смуги частот [123].

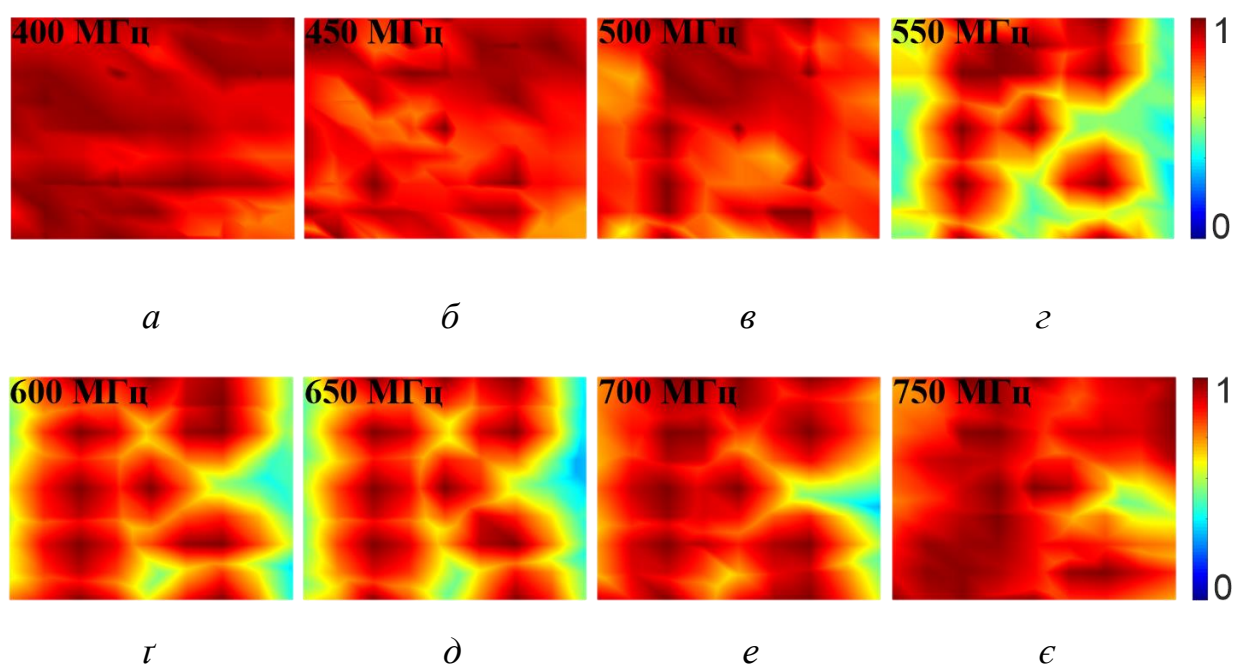


Рис. 2.11. Експериментально отримані розподіли Е-поля (нормалізовані на максимальне значення) для передачі цифрового зображення латинської літери «R» на частотах [400:50:750] МГц – а-є відповідно.

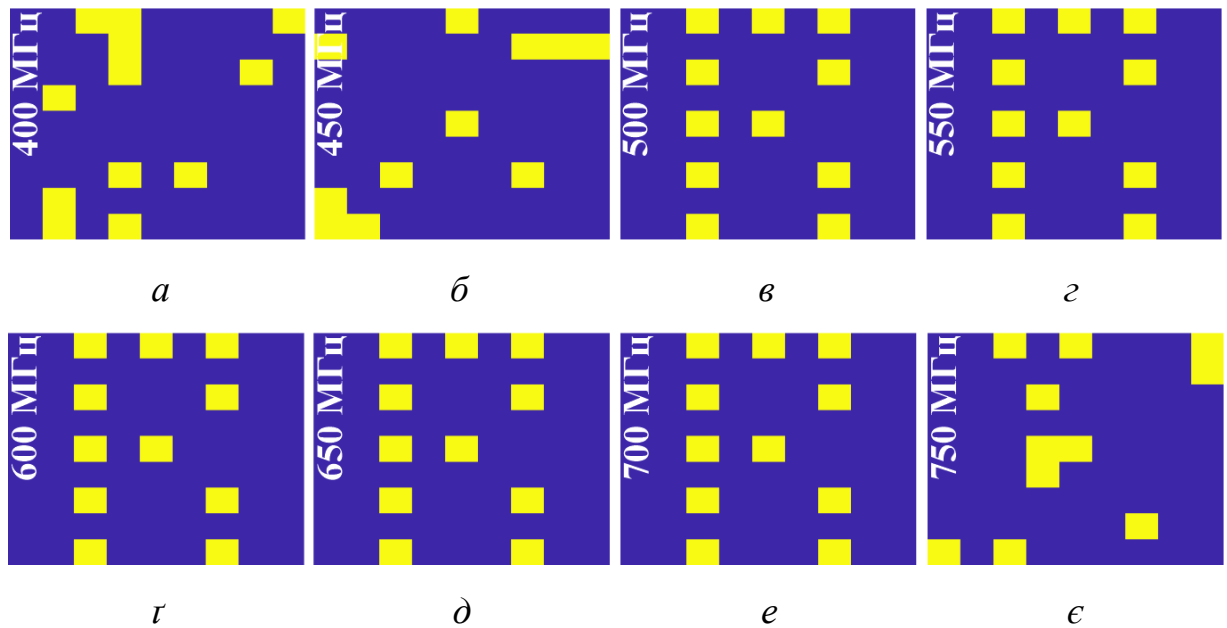


Рис. 2.12. Розпізнане на вихідній апертурі передане дискретне зображення (латинської літери «R») після простої цифрової постобробки на частотах [400:50:750] МГц – *а-є* відповідно.

2.7. Передавання растрових зображень у надширокому діапазоні суб-ТГц частот через оптично довгий СПП

Ендоскопія суттєво змінила підхід до медичної діагностики, надавши можливість безпосередньої візуалізації та лікування внутрішніх органів при мінімальному втручанні. Новим напрямком у цій галузі слугує розробка суб-ТГц ендоскопії, яка може значно розширити можливості сучасної ендоскопії та спектроскопії [124-128]. Важливість суб-ТГц ендоскопії полягає у її потенціалі для створення нових підходів до біомедичної візуалізації, забезпечуючи неіонізуючу, високочастотну альтернативу таким методам, як рентгенографія.

Суб-ТГц випромінювання, яке охоплює частоти від 100 ГГц до 1 ТГц, має низку унікальних характеристик, що робить його перспективним для ендоскопії. Насамперед, суб-ТГц випромінювання є неіонізуючим. Це означає, що на відміну від рентгенівських променів, воно не несе ризику пошкодження тканин, особливо при повторних обстеженнях. Крім того, суб-ТГц випромінювання має високу просторову роздільну здатність, дозволяючи

бачити дрібніші структури тканин, які важко візуалізувати за допомогою традиційних методів таких, як ультразвук або оптичні системи. До того ж, суб-ТГц випромінювання чутливе до молекулярних коливань і вмісту води у тканинах, що відкриває можливість розрізнення здорових і патологічних тканин [129].

Суб-ТГц ендоскопія може знайти застосування в різних галузях медицини. Одним із найперспективніших напрямків є виявлення ракових утворень, особливо на ранніх стадіях, коли інші методи візуалізації можуть виявитися недостатньо ефективними. Також суб-ТГц спектроскопія в ендоскопії дозволить аналізувати склад тканин у режимі реального часу, що може сприяти точнішій диференціації доброякісних і злоякісних утворень без необхідності біопсії, а також забезпечити неінвазивні методи діагностики, зменшуючи потребу в хірургічних втручаннях і знижуючи дискомфорт для пацієнтів.

Однак існують і певні труднощі, які потрібно подолати. Серед них – мініатюризація хвилеводів суб-ТГц випромінювання. Вони мають бути досить малими для розміщення в традиційних ендоскопах. Крім того, розробка матеріалів, здатних ефективно передавати суб-ТГц хвилі через людське тіло, є ще одним важливим завданням. Вартість цих технологій залишається високою, тому зниження витрат буде критично важливим для впровадження суб-ТГц ендоскопії у клінічну практику.

Значний внесок у розвиток суб-ТГц ендоскопії можуть внести хвилеводи на основі СПП з можливістю передавання зображень у широкому діапазоні частот, як це було вже теоретично та експериментально показано для різних діапазонів частот передавання енергії ЕМ хвиль від плоского зображення [92-95], або точкового джерела (дипольної антени) чи хвилеводного порта [90-91, 99, 114]. Проте завдання передавання растрових зображень, навіть через прямий ЕСПП, у суб-ТГц діапазоні частот залишається відкритим.

Для підтвердження запропонованої ідеї у середовищі комп'ютерного моделювання CST Microwave Studio було розроблено модель хвилеводу СПП,

що зображена на рис. 2.13а, яка складалася з матриці 30 на 30 срібних провідників (цей метал притаманний для використання в діапазоні суб-ТГц завдяки низьким втратам, обумовленим високою провідністю та низьким поверхневим опором) довжиною $L = 2$ мм, відстанню між провідниками $a = 0,02$ мм та радіусом провідників $r = 0,001$ мм. Запропонований СПП відповідає розмірам оптично довгого для суб-ТГц діапазону частотами по відношенню до довжини хвилі на частоті 1 ТГц із довжиною $6,8\lambda$. Для дослідження частотних характеристик у вхідну апертуру СПП на відстань a всередину центральної ЕК структури (рис. 2.13а – червоний квадрат) було розміщено дипольну антену довжиною 0,02 мм, відповідаючи довжині ЕК. Результати частотних характеристик коефіцієнта відбивання S_{11} зображені на рис. 2.13б, для діапазону від 0,1 до 1 ТГц. З графіка видно, що СПП характеризується періодичними резонансами Фабрі-Перо. Це дозволяє стверджувати, що така структура здатна передавати зображення в діапазоні суб-ТГц між резонансами, як і в діапазоні мікрохвиль, що і слід дослідити.

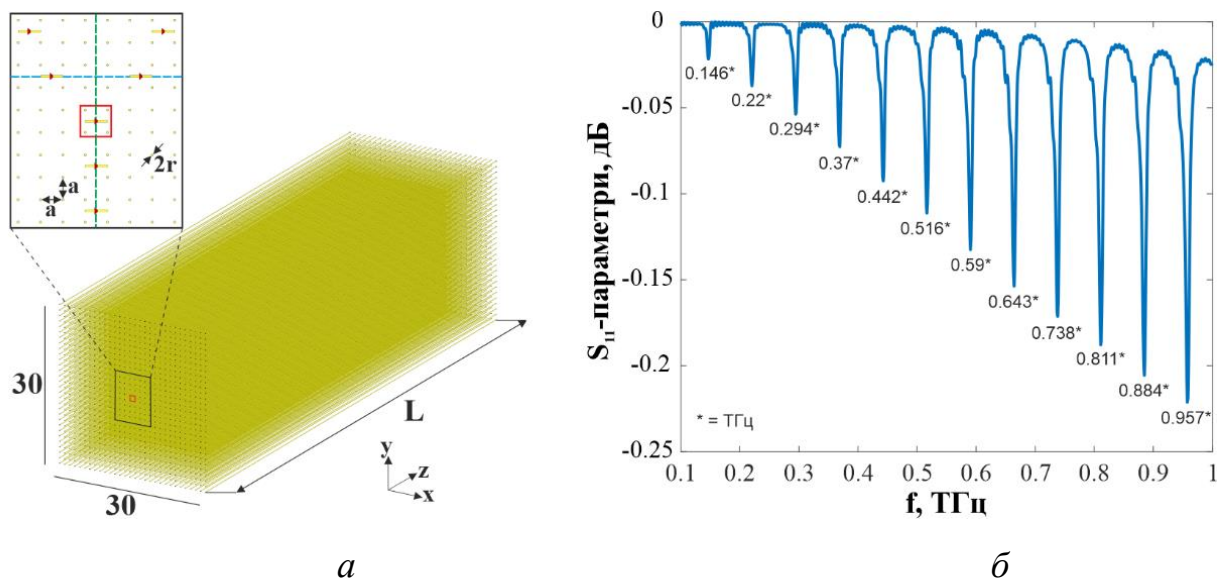


Рис. 2.13. Комп'ютерна модель СПП суб-ТГц розмірів – *а* та результати частотних характеристик коефіцієнта відбивання S_{11} – *б*.

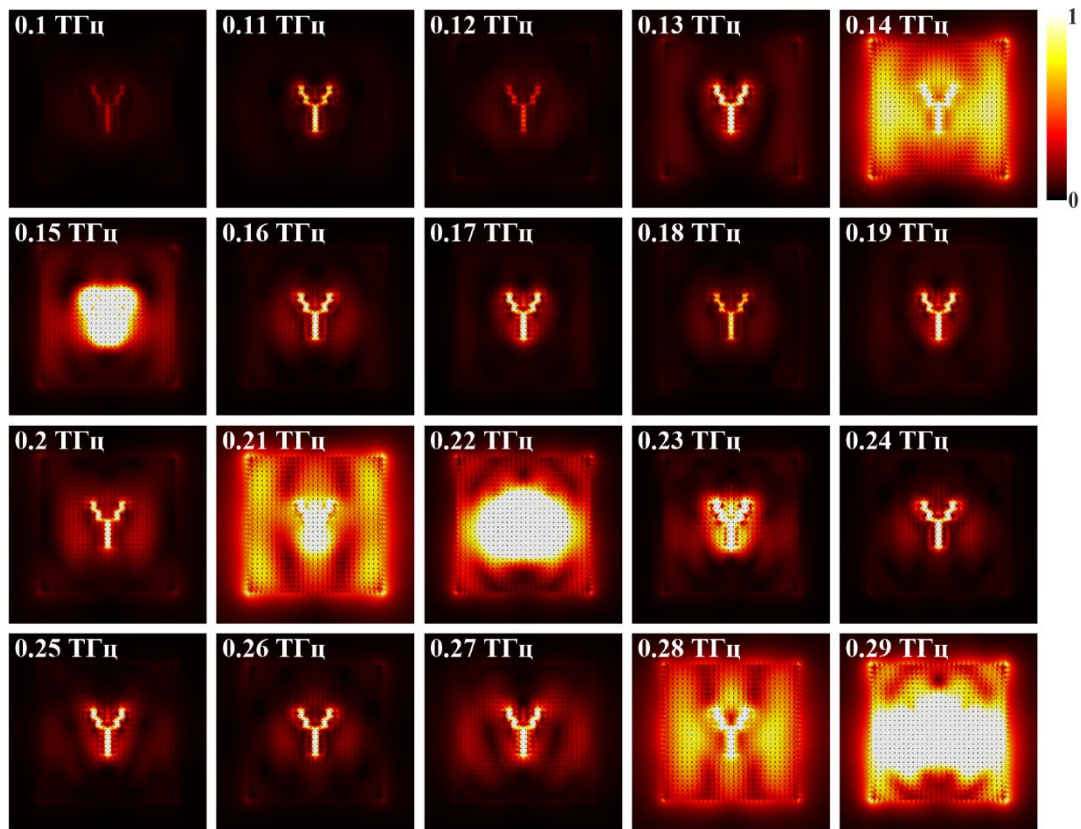


Рис. 2.14. Результати комп'ютерного моделювання для розподілів Е-поля (нормалізовані на максимальне значення) при передачі латинської літери «Y» на вихідній апертурі структури у вигляді поперечного перерізу у площині xu для $z = L - a = 1,98$ мм на частотах $[0,1;0,01;0,29]$ ТГц.

Для передавання зображення використовувалася методика, розглянута в попередніх підрозділах та в [114-116, 123]. На вхідній апертурі СПП хвилеводу було сформоване зображення з 7 дипольних антен, вмонтованих на відстань a в середину СПП, у вигляді латинської літери «Y». Воно представляло собою імітаційну модель джерела близькопольового випромінювання ЕМ хвиль. Тоді як в діапазоні суб-ТГц таке джерело може бути хвороботворною бактерією, доброякісним чи злоякісним утворенням тощо. Дипольні антени були розміщені, як показано на вставці рис. 2.13а з кроком $2a$. Результати, представлені на рис. 2.14 та 2.15, демонструють розподіли електричного поля на вихідній апертурі у вигляді поперечного перерізу СПП у площині XU на відстані $z = L - a = 1,98$ мм. Як видно з рисунків, чітке передавання зображень латинської літери «Y» можливо у представлених частотних діапазонах

0,1-0,29 (рис. 2.14) та 0,91-1 ТГц (рис. 2.15), крім вузьких діапазонів резонансу (рис. 2.13б) – 0,14-0,15, 0,21-0,22, 0,28-0,29, 0,95-0,96 ТГц, де виникає перевипромінювання: амплітуда ЕМ енергії досягає найбільшого значення. Таке передавання зображення підтвердило свою працездатність у всьому досліджуваному діапазоні суб-ТГц, за винятком резонансів Фабрі-Перо, смуга яких займає $\sim 0,02$ ТГц, тоді як робочий діапазон частот із передаванням коректних зображень відповідає 73 % від всього діапазону суб-ТГц.

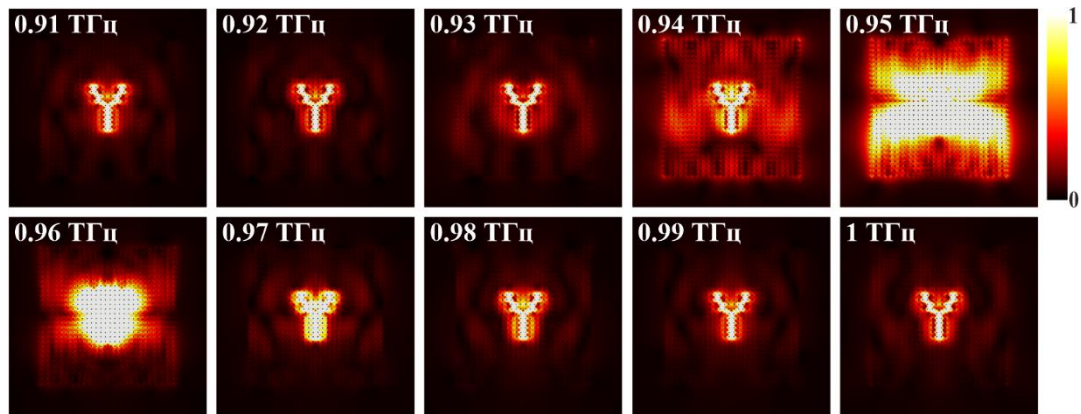


Рис. 2.15. Результати комп'ютерного моделювання для розподілів Е-поля (нормалізовані на максимальне значення) при передачі латинської літери «Y» на вихідній апертурі структури у вигляді поперечного перерізу у площині xu для $z = L - a = 1,98$ мм на частотах $[0,91:0,01:1]$ ТГц.

У ході комп'ютерних моделювань було важливо дослідити, на якій максимальній відстані від вихідної апертури СПП можливе детектування зображення, що передається, оскільки до цього зображення детектувалися тільки на відстані $z = L - a$. На рис. 2.16 показано передавання літери «Y» та розподіл поля в поперечному перерізі у площині xu , де змінювалося значення z для $L - a/2$ – перед вихідною апертурою, L – на апертурі, $L + a/2$, $L + a$, $L + 3a/2$, $L + 2a$ – за апертурою. З розподілів поля чітко видно можливість детектування зображення навіть на відстані $L + a$ за межами вихідної апертури СПП. Використовуючи сучасні засоби пост обробки зображень показані в [130-133], можна досягти чіткого детектування і на відстані більше $L + a$.

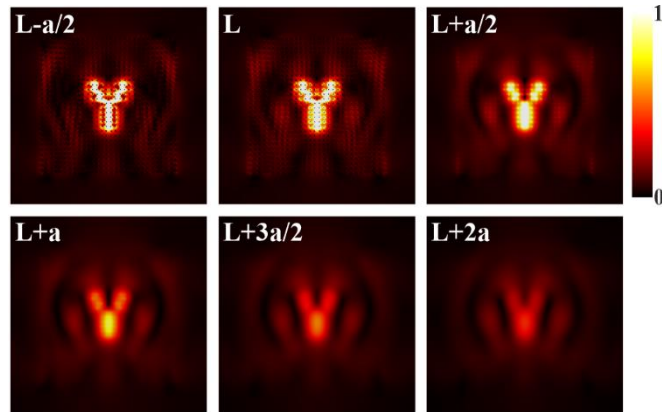


Рис. 2.16. Результати комп'ютерного моделювання для розподілів Е-поля (нормалізовані на максимальне значення) при передачі латинської літери «Y» для значень поперечного перерізу у площині xu , де $z = L - a/2, L, L + a/2, L + a, L + 3a/2, L + 2a$ на частоті 1 ТГц.

На рис. 2.17 та 2.18 показано розподіл поля, демонструючи потік енергії із вхідної на вихідну апертуру від трьох (площина yz) та двох (площина xz) різних дипольних антен по трьох та двох ЕК, відповідно. У площині yz , приведений на вставці справа (рис. 2.17), існує незначний близькопольовий зв'язок (пов'язаний із діаграмою спрямованості дипольної антени) між трьома дипольними антенами, розміщеними з кроком $2a$ між ними. Проте він практично не впливає на детектування зображення. Тоді як у випадку перерізу на площині xz , зображеного на рис. 2.18, де розміщені дві дипольні антени з кроком $4a$, будь-яка взаємодія відсутня.

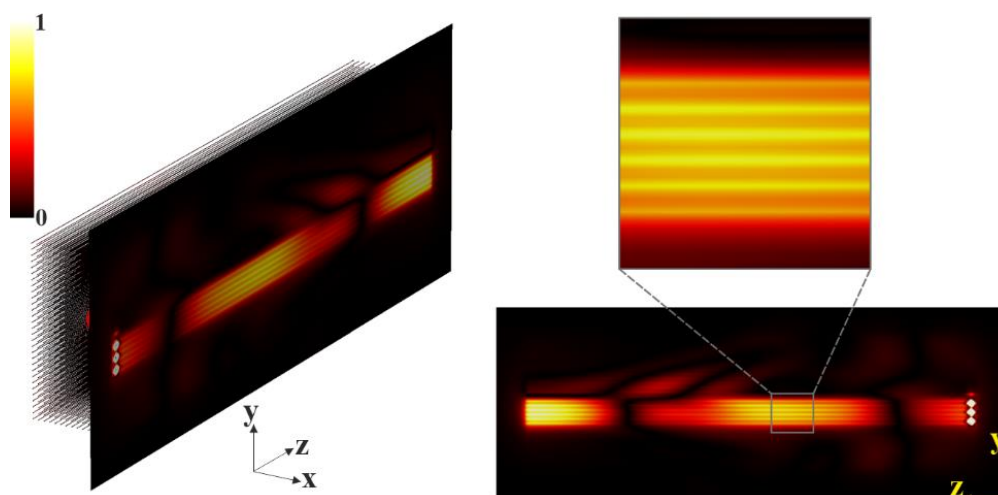


Рис. 2.17. Результати комп'ютерного моделювання для розподілу Е-поля (нормалізовані на максимальне значення) при передачі літери «Y» у вигляді поперечного перерізу у площині yz на частот 1 ТГц.

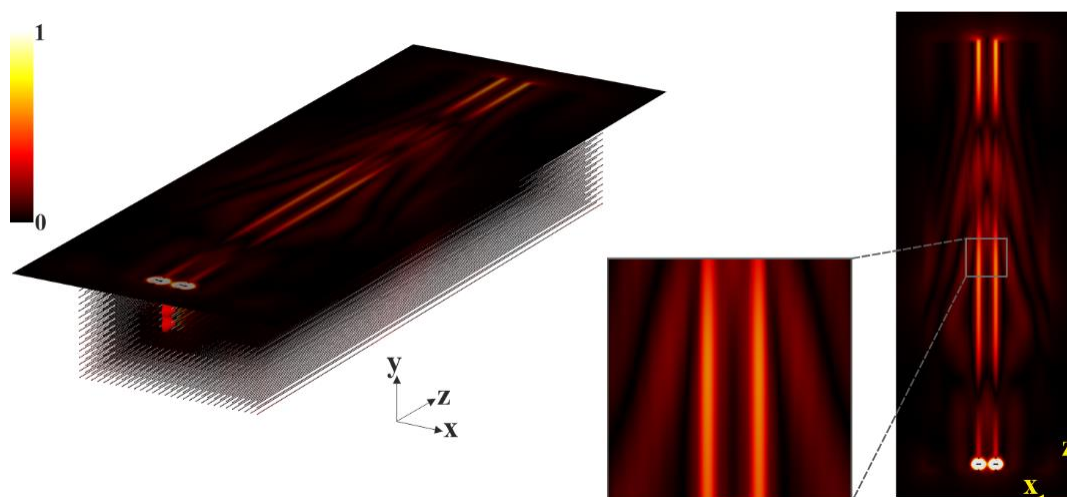


Рис. 2.18. Результати комп'ютерного моделювання для розподілу Е-поля (нормалізовані на максимальне значення) при передачі літери «Y» у вигляді поперечного перерізу у площині xz на частот 1 ТГц.

Висновки до розділу 2

У розділі вперше запропоновано та досліджено можливість використання СПП як оптично довгого ендоскопа для передавання растрових зображень у широкому діапазоні частот. Це стало можливим завдяки

вдосконаленню моделі передавання енергії ЕМ хвиль від окремих дискретних джерел одночасно через паралельні комірки СПП.

Джерелами ЕМ хвиль виступали електрично малі дипольні антени, резонансні частоти яких розташовані значно вище робочого діапазону досліджуваного СПП. Такий підхід дозволив уникнути взаємодії між сусідніми дипольними антенами та продемонструвати ефективність узгодження імпедансів у широкому діапазоні частот між антенами і СПП. Завдяки цьому апертура хвилеводу була розбита на ЕК. Їх можна розглядати як окремі пікселі для передавання зображення. За результатами досліджень, їхня роздільна здатність становить $2a$.

Доведено ефективність функціонування такого пристрою у різних діапазонах частот: суб-ГГц (0,3-1 ГГц), ГГц (1-4 ГГц) та суб-ТГц (0,1-1 ТГц). У той час як перші два діапазони зумовлюють великі геометричні розміри структури (товщина – 100 мм, довжина – 150 та 400 мм відповідно), розміри структури для третього діапазону становлять лише 0,58 мм у товщину та 2 мм у довжину. Це дозволяє розглядати перші дві СПП у якості можливих багатоканальних хвилеводів радіочастотного діапазону. Натомість третя структура постає перспективним кандидатом для використання в медичній ендоскопії та спектроскопії суб-ТГц діапазону частот для детектування та розрізнення бактерій різних типів, оскільки значна їх кількість характеризується спектром випромінювання саме в цьому діапазоні.

Метод відновлення зображення на приймальній стороні набув подальшого розвитку. Використаний метод полягав в оцифруванні зображення, яке детектувалося на приймальній стороні, шляхом застосування порогового значення. Це значення обиралося автоматично за методом Оцу, визначаючи оптимальний поріг для поділу зображення на області, наприклад, об'єкти та фон. Метод базується на аналізі гістограми інтенсивностей пікселів зображення та максимізації міжкласової дисперсії.

На основі цього підходу було застосовано метод оцінки помилково відновлених бітів растрового зображення, що передається через оптично

довгий СПП, шляхом розрахунку спектру значень BER. Показано, що відновлення зображення залишається ефективним за значень SNR у межах 15-20 дБ, не враховуючи наявного шуму, присутнього під час експериментальних досліджень.

РОЗДІЛ 3. КЕРУВАННЯ РЕЗОНАНСНИМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ СПП ШЛЯХОМ КОНТРОЛЮ ОСНОВНИХ ЇЇ КОНСТРУКТИВНИХ ПАРАМЕТРІВ

Як показано в [134], коли між хвилеводами та СПП немає перекриття на передавальній та приймальній апертурах, тоді можна досягти вузькосмугового передавання енергії ЕМ хвиль. Це відбувається на резонансній частоті Фабрі-Перо [135], яка залежить від довжини провідників СПП. Такий ефект використовується в антенних технологіях і дозволяє випромінювати слабкі сигнали на частотах, відмінних від резонансних частот антени, а також модифікувати наявні антени для покращення їхнього коефіцієнта підсилення, спрямованості та смуги пропускання [136-139]. Так, як стандартні СПП не здатні працювати в широкому діапазоні частот, дослідження впливу ключових параметрів, таких як радіус провідників – r та їхній період розташування – a на характеристики випромінювання ЕМ хвиль залишається актуальним. У цьому розділі буде розглянуто вплив цих параметрів за допомогою комп'ютерного моделювання та експериментів, показуючи, як можна контролювати резонанс Фабрі-Перо і частотний діапазон навколо нього, не змінюючи довжину провідників L [140].

3.1. Коефіцієнт заповнення металом

Для контролю резонансу Фабрі-Перо був використаний підхід, де передавання енергії ЕМ хвиль через СПП аналізувалося з використанням коефіцієнта заповнення металом, визначений за формулою 3.1:

$$f_r = \pi \left(\frac{r}{a} \right)^2, \quad (3.1)$$

що описує частку площі поперечного перерізу СПП у площині її апертури, заповнену металом, від її загальної площі. Під час зміни значення f_r змінюється еквівалентна схема СПП, оскільки масив паралельних металевих провідників можна розглядати як електричну лінію передавання, складену з

індуктивних та ємнісних компонентів, як приведено на рис. 3.1 [141]. Тому зміна радіуса (рис. 3.1б) провідників і періоду їх розташування (рис. 3.1в), у свою чергу може змінювати значення вихідного імпедансу СПП через зміну ємнісні та індуктивні.

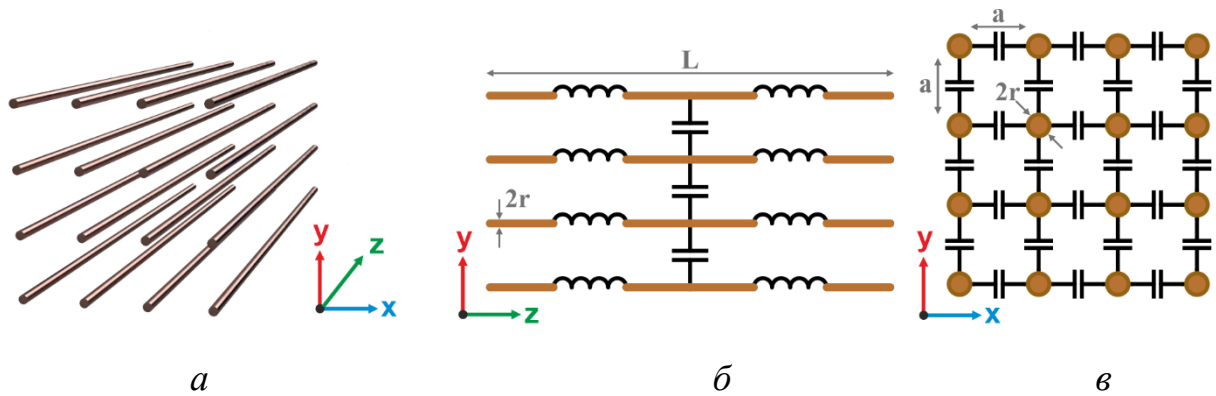


Рис. 3.1. Зовнішній вигляд СПП – *a* та її еквівалентні схеми у площині поздовжнього yz – *б* та поперечного xy перерізу – *в*, що складається з індуктивних та ємнісних компонентів, які описують взаємозв'язки між провідниками СПП.

3.2. Контроль частотними характеристиками. Комп'ютерне моделювання

Для комп'ютерного моделювання було створено модель, складену з хвилеводу, який використовувався як джерело ЕМ хвиль та вмонтованої в його вихідну апертуру СПП, як показано на рис. 3.2а. Довжина w та ширина s апертури хвилеводу дорівнювали 164 та 82 мм, відповідно (рис. 3.2б). Оскільки дослідження фокусувалися на випромінюванні на резонансних частотах Фабрі-Перо, задля уникнення власного випромінювання хвилеводу було встановлено ємнісну діафрагму для створення затухаючих ЕМ хвиль на краю апертури. Це робилося з метою створення джерела швидко затухаючих хвиль, і водночас для того, щоб у процесі проведення досліджень продемонструвати покращення випромінювальних властивостей завдяки застосуванню СПП. Такий підхід дозволить наочно показати вплив СПП на

підвищення ефективності випромінювання хвильового порту. Діафрагма складалася із двох паралельних металевих пластин, розміщених уздовж довгих стінок хвильового порту, на глибині 20 мм від апертури (рис. 3.2б). Ширина пластин вибиралася таким чином, щоб залишити між ними повітряний проміжок шириною 10 мм. СПП складалася з масиву металевих провідників розмірністю 17 на 7, довжина кожного з яких становила $L = 100$ мм, а їх період розташування – $a = 10$ мм. СПП вбудовувався у хвильовий порт на глибину $D = 10$ мм без будь-яких електричних контактів зі стінками порту або діафрагмою [140, 142-143].

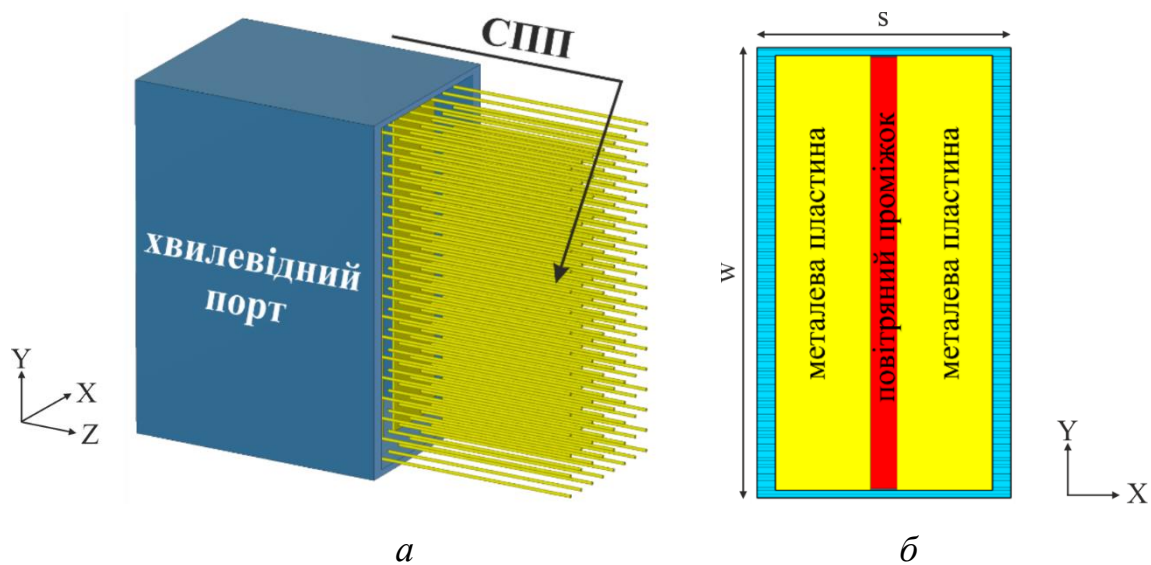
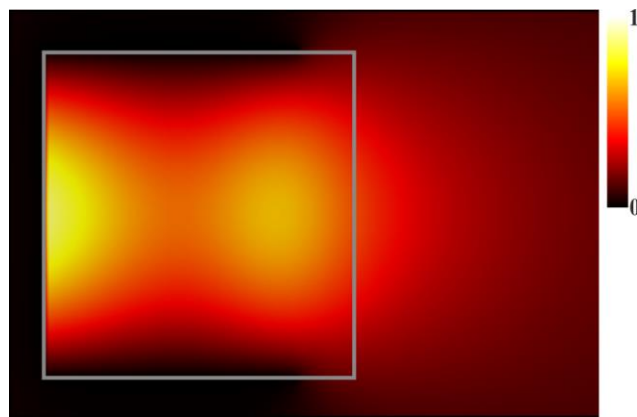


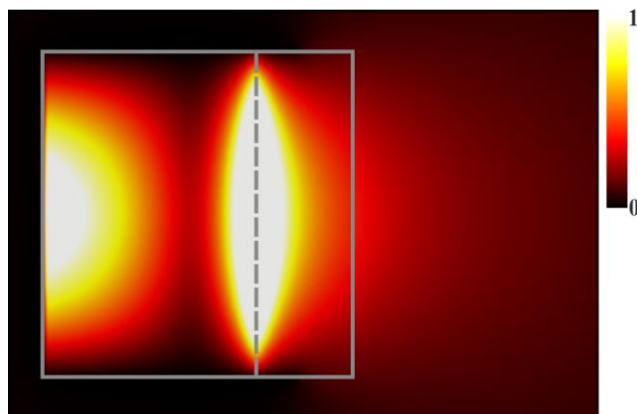
Рис. 3.2. Комп'ютерна модель СПП, вмонтована у хвильовід, навантажена ємнісною діафрагмою – *а* та поперечний переріз у площині апертури між діафрагмою та інтерфейсом СПП, який відображає розташування та конструктивні особливості діафрагми – *б*.

Для вивчення ЕМ процесів, що відбуваються без та з використанням діафрагми та СПП, було проведено ряд комп'ютерних моделювань, результати яких приведено на рис. 3.3, де зображено розподіл електричного поля у площині yz , де $x = s/2$ для трьох випадків – порожнього хвильоводу (рис. 3.3а), хвильоводу з індуктивною діафрагмою (рис. 3.3б) та хвильоводу з індуктивною діафрагмою та вмонтованою в нього СПП (рис. 3.3в). Видно, що без наявності

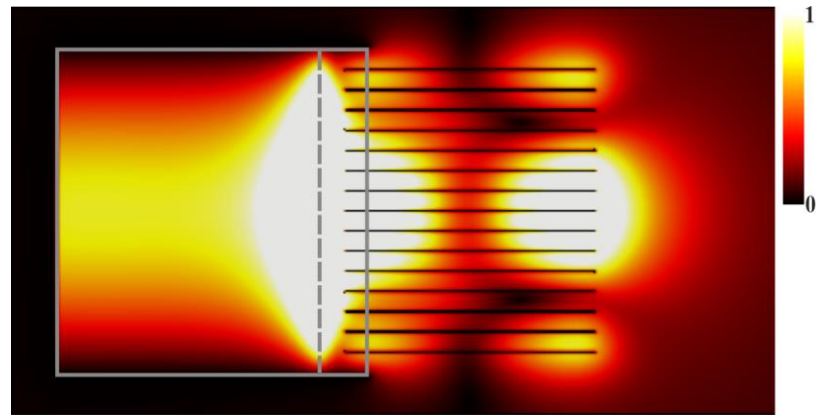
індуктивної діафрагми хвилевід може випромінювати ЕМ хвилі через апертуру у вільний простір (рис. 3.3а). Індуктивна діафрагма блокує значну частину ЕМ хвиль, поширених від їх джерела в напрямку апертури хвилеводу. З рис. 3.3б видно, що значна частина її енергії накопичується вздовж діафрагми (сіра пунктирна лінія на рис. 3.3б, в той час як суцільна сіра лінія відображає межі хвилеводу), а залишкова частина випромінюється через її отвір. У випадку, коли у хвилевід додатково вбудована СПП (рис. 3.3в), спостерігається чітке та значне покращення випромінювання ЕМ хвиль завдяки узгодженню імпедансів апертури хвилеводу та СПП. Як зазначалось раніше, саме ж випромінювання відбувається на частотах резонансів Фабрі-Перо.



a



б



в

Рис. 3.3. Результати комп’ютерного моделювання для розподілу електричного поля (нормовані на максимальне значення) на відстані $s/2$ у площині yz (згідно з рис. 3.2) на частоті 1,17 ГГц у вигляді поперечного перерізу хвилеводу – *а*, хвилеводу, навантаженого індуктивною діафрагмою – *б* та хвилеводу, навантаженого індуктивною діафрагмою, вмонтованою в середину СПП – *в*.

Як уже було зазначено вище, коефіцієнт заповнення металом у площині апертури СПП може змінюватися шляхом варіювання радіуса провідників r або періоду їх розташування a . У процесі моделювання використовувався варіант зі зміною радіуса. Параметри досліджуваної моделі залишилися незмінними, тоді як радіус провідників r варіювався від 0,01 до 1 мм. При цьому значення коефіцієнта fr , згідно з формулою 3.1, відповідно, змінювались в діапазоні від $3,14 \times 10^{-6}$ до $3,14 \times 10^{-2}$. Подальше збільшення радіуса не розглядалося через значне відхилення від умови $2r \approx a/10$. Досліджувалося, як зміна цього коефіцієнта впливає на резонансні частоти Фабрі-Перо при незмінній довжині провідників L . Моделювання показало, що структура випромінює на резонансній частоті Фабрі-Перо. На рис. 3.4 видно сильну залежність резонансної частоти від зміни радіуса провідників: частотні характеристики коефіцієнтів відбивання S_{11} демонструють вузькосмугові випромінювання. Збільшення радіуса провідників із 0,01 до 1 мм призводить до збільшення значення резонансної частоти з 1,138 до 1,178 ГГц (зсув на 40 МГц) [140].

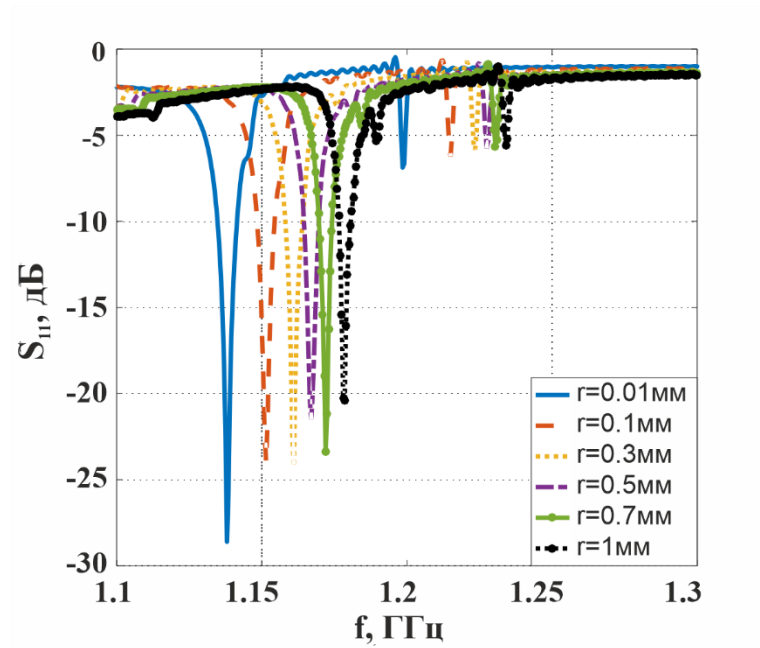
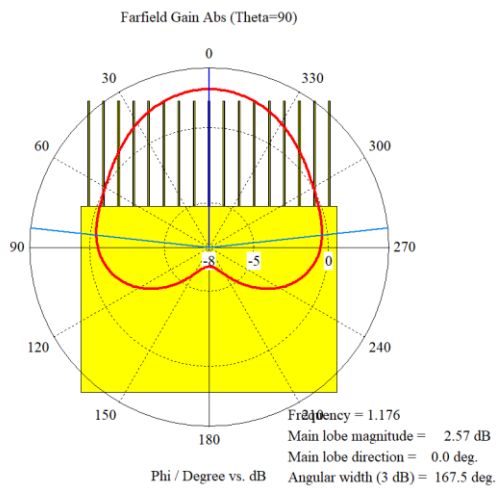


Рис. 3.4. Результати комп'ютерного моделювання дослідження частотних характеристик коефіцієнтів відбивання S_{11} для різних значень радіуса r провідників СПП.

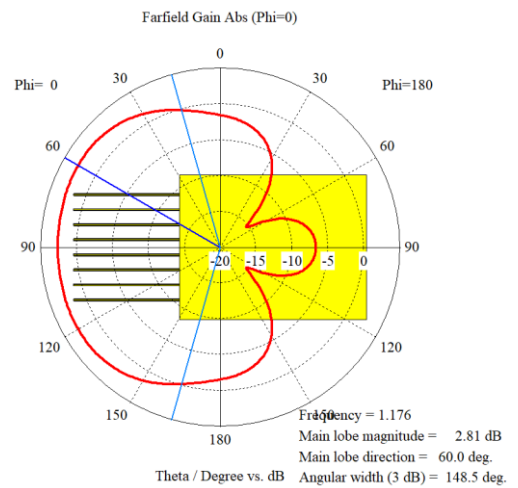
Збільшення резонансної частоти при збільшенні значення r для фіксованого значення L можна пояснити зменшенням власної індуктивності кожного провідника СПП (рис. 3.1) та зменшенням загальної індуктивності системи. Це описується формулою для власної індуктивності L_w прямого тонкого циліндричного провідника [146]:

$$L_w = 2L \left[\ln \frac{2L}{r} - 0,75 \right]. \quad (3.2)$$

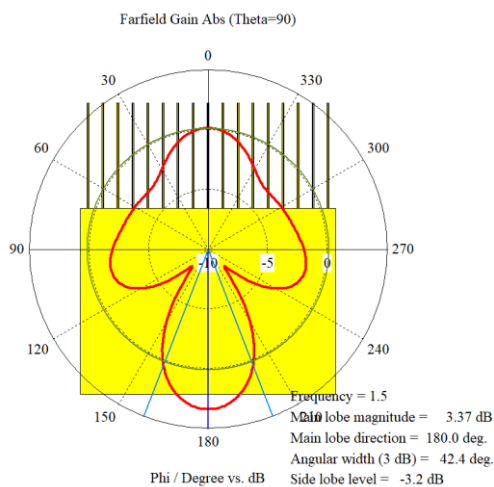
Дослідження діаграм спрямованості підтверджують характеристики випромінювання, демонструючи, як на одній із резонансних частот, наведених на рис. 3.5 (на частоті 1,17 ГГц), спостерігається чітке випромінювання в напрямку розташування СПП, зображеного на рис. 3.5а та б. Водночас при збільшенні частоти до нерезонансного значення 1,5 ГГц, випромінювання відсутнє, що підтверджується діаграмами, наведеними на рис. 3.5в та г [144-145].



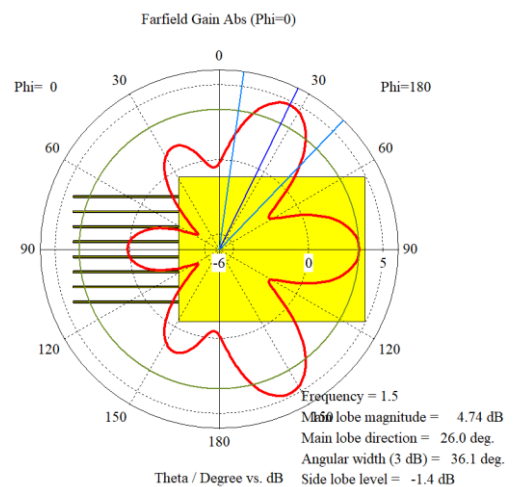
a



б



в



г

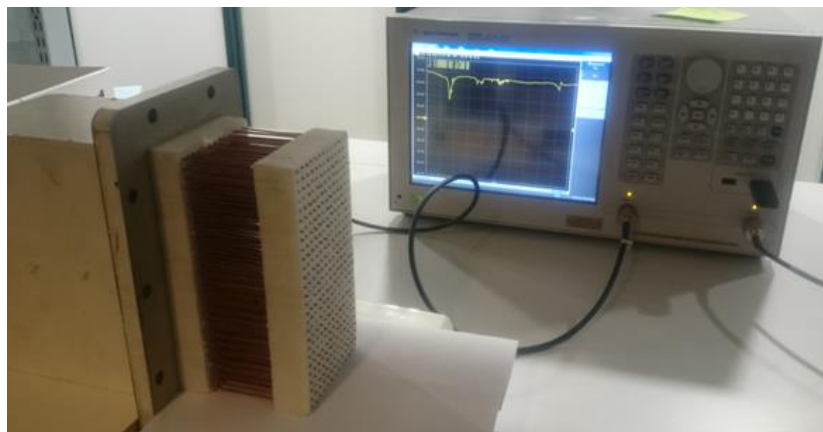
Рис. 3.5. Діаграми спрямованості на частоті резонансу 1,17 ГГц – *a-б* та на нерезонансній частоті 1,5 ГГц – *в-г*.

3.3. Контроль частотними характеристиками. Експериментальні дослідження

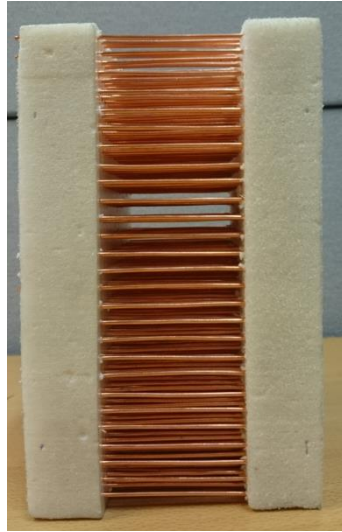
Для проведення експериментальних досліджень було виготовлено два зразки СПП довжиною $L = 100$ мм (рис. 3.6*a-б*). Перший зразок (експеримент 1) – СПП складалася з матриці 17 на 7 паралельно розташованих мідних провідників діаметром $2r = 1,5$ мм та з періодом розташування $a = 6$ мм, а другий зразок (експеримент 2) – СПП, утворена з матриці 27 на 13 паралельно розташованих мідних провідників діаметром $2r = 1$ мм і періодом $a = 10$ мм. Відповідно, коефіцієнти заповнення становили 0,049 та 0,00785. Параметри

хвильоводного порту відповідали параметрам моделі, використаної у комп'ютерному моделюванні. Апертура хвильоводного порту також була навантажена ємнісною діафрагмою. Це дозволяло створювати затухаючі ЕМ хвилі поблизу апертури. Частотні характеристики коефіцієнтів S_{11} у цьому випадку були на рівні 0,6...0,7 ($\sim -4...-3$ дБ).

На рис. 3.6а представлено експериментальну установку, складену з векторного аналізатора Keysight E5071C, хвильоводу та СПП. СПП вбудовувалася в порт хвильоводу на глибину перекриття D , змінюючись у діапазоні від 0 до 30 мм. Відстань між діафрагмою, зображеною на рис. 3.6в, та СПП фіксувалася на рівні 10 мм. Під час експерименту 1 було виміряно та побудовано карту залежності коефіцієнта відбивання S_{11} від глибини перекриття, що продемонстровано на рис. 3.7а. Для значень D від 0 до 30 мм (відношення $D/L = 0...0,3$) мінімальне значення коефіцієнту S_{11} (відповідає максимальному випромінюванню) спостерігалось на рівні 0,1 (-20 дБ) при частоті 1,02 ГГц. При глибині перекриття, що становила $D = 0,3$ (~ -10 дБ), робочий частотний діапазон складав 30-40 МГц і залишався майже незмінним для значень D до 20 мм, що відповідає $\lambda/10$ [140, 143].



a



б

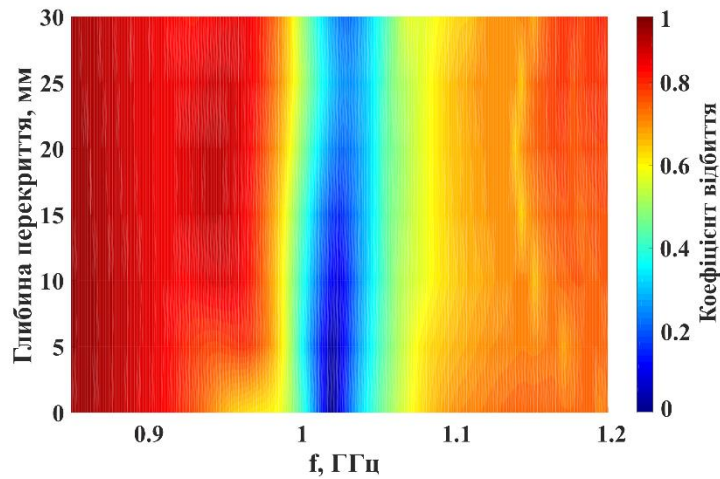


в

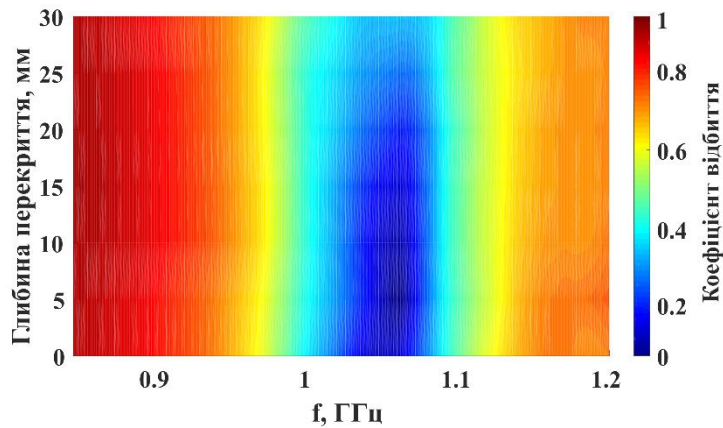
Рис. 3.6. Експериментальна установка для вимірювання частотних характеристик коефіцієнтів відбивання S_{11} під час випромінювання ЕМ хвиль через модифіковану апертуру хвилеводу – а, зразок СПП – б та ємнісна діафрагма, якою був навантажений хвилеводний порт – в.

Для експерименту 2 використовували інший зразок СПП, де були проведені аналогічні вимірювання. Результати показали, що збільшення періоду розташування провідників a призвело до розширення смуги робочих частот до 80 МГц на рівні 0,3 при $D \approx 20$ мм = $\lambda/10$ (рис. 3.7б). Мінімальне значення коефіцієнту S_{11} змістилося до частоти 1,062 ГГц. Це узгоджується з результатами комп'ютерного моделювання та пояснюється збільшенням радіуса провідників. Зменшення періоду a призвело до збільшення загальної ємності СПП, що можна обґрунтувати співвідношенням для ємності двох паралельних круглих провідників, наведеним у роботах [147]:

$$C_w = \frac{\pi \epsilon_0 L}{\operatorname{arcosh}\left(\frac{a}{2r}\right)} = \frac{\pi \epsilon_0 L}{\ln\left(\frac{a}{2r} + \sqrt{\left(\frac{a}{2r}\right)^2 - 1}\right)}. \quad (3.3)$$



a



б

Рис. 3.7. Отримані під час експериментальних досліджень залежності коефіцієнта відбивання S_{11} від глибини перекриття для СПП з параметрами $2r = 1$ мм, $a = 10$ мм – *a* та $2r = 1,5$ мм, $a = 6$ мм – *б*.

Висновки до розділу 3

Досліджено використання СПП для модифікації хвилеводу з метою його застосування в антенних технологіях. На відміну від низки попередніх робіт, у цьому розділі вперше запропоновано антену на основі СПП із контрольованими параметрами. На основі проведених досліджень набув подальшого розвитку метод контролю резонансних частот СПП шляхом зміни радіуса провідників та періоду їхнього розташування. Це призводило до зміни індуктивності кожного окремого провідника СПП і ємності між сусідніми

провідниками, що, у свою чергу, змінювало загальну індуктивність і ємність СПП, а отже, й резонансну частоту Фабрі-Перо.

У результаті комп'ютерного моделювання показано, що значення резонансів Фабрі-Перо вздовж частотної осі може змінюватися від 1,138 до 1,178 ГГц (зсув на 40 МГц) при зміні радіуса провідників від 0,01 до 1 мм. Це відповідає коефіцієнту заповнення металом від $3,14 \times 10^{-6}$ до $3,14 \times 10^{-2}$ для фіксованого значення періоду розташування провідників $a = 10$ мм.

Експериментальні дослідження підтвердили зсув резонансної частоти від 1,02 до 1,062 ГГц і смуги робочих частот від 40 до 80 МГц. Це свідчить про можливість використання такої антени у сучасних системах безпроводного зв'язку, таких як LTE, LTE-A, 5G, а також – у радарних технологіях, де зазвичай вимагається смуга робочих частот у межах 5-10 % від значення носійної частоти.

РОЗДІЛ 4. ДИНАМІЧНИЙ КОНТРОЛЬ ЕМ ХАРАКТЕРИСТИК СПП ШЛЯХОМ ЇЇ МЕХАНІЧНОЇ ДЕФОРМАЦІЇ

У сфері антенних технологій та інших телекомунікаційних пристроїв бездротового зв'язку ЕМ характеристики зазвичай налаштовують шляхом оптимізації геометричних параметрів структур (як це було показано в розділі 3). Проте, параметри матеріалів також можуть виступати повноцінними ступенями свободи для проєктування ЕМ пристроїв. До впровадження ММ у цю галузь [148] було досліджено різні матеріали та їх комбінації для подальшої модифікації пристроїв зв'язку. Наприклад, керамічні композити широко використовувалися у високопотужних застосуваннях завдяки їхній здатності витримувати екстремальні умови. Змішування порошків і подальше спікання композиту дає можливість налаштовувати значення діелектричної проникності в широкому динамічному діапазоні від одиниць до тисяч, що особливо корисно у спектрі частот ГГц діапазону [149].

Галузь ММ надала можливість контролювати ЕМ резонанс, використовуючи зміну характеристик матеріалу структури для налаштування ЕМ властивостей. Окрім просторової зміни ефективних параметрів матеріалу, можна ввести ще один ступінь свободи – час. Він постає одним з актуальних об'єктів досліджень сучасності [150-152]. Для практичного впровадження динамічної модуляції параметрів матеріалів було розроблено кілька методів, зокрема найбільш поширені електронні та механічні схеми модуляції [153-155]. Іншим ключовим параметром слугує швидкість модуляції, яку порівнюють із періодом коливань несучої хвилі, щоб спостерігати нові фізичні явища та процеси. Якщо швидкість модуляції досить висока, можуть виникати такі ефекти, як часові граничні умови [156-57] та інші схожі явища [158-160].

З практичної точки зору реалізація швидкої модуляції – дуже складне та на сьогодні ще не вирішене експериментальне завдання через низку практичних аспектів. По-перше, щоб розглядати речовину як ефективний об'ємний матеріал, зразок повинен мати розмір у кілька довжин хвиль у

кожному вимірі. Це створює практичне обмеження для частот, які, ймовірно, не будуть значно нижчими за 1 ГГц (в іншому випадку використовуються хвилеводні конфігурації з періодичними граничними умовами). Таким чином, елементи мають бути модульовані з частотою, порівнянною з ГГц, що само по собі є нетривіальним завданням. Очевидно, що механічна модуляція не може досягти таких швидкостей, навіть при використанні мікроелектромеханічних систем [161-162]. Отже, з практичної точки зору реалізація повільної модуляції – значно простіше завдання. З теоретичної точки зору повільну модуляцію можна розглядати як параметричний процес із застосуванням так званого «принципу поділу часових шкал» [163]. Повільний час дискретизується на кроки, а ЕМ (швидка) задача вирішується у миттєвій системі відліку та відповідає параметру повільного часу. В цьому випадку ЕМ аналіз стає простішим і передбачає лише обчислювальні витрати, оскільки вздовж параметричної шкали часу потрібно вирішувати кілька статичних задач. Таким чином, у розділі зосереджено увагу на сценарії механічно настроюваного СПП і продемонстровано динамічну зміну його параметрів у часі.

Деякі дослідження розглядають механічну та електронну модуляцію СПП [164]. Ці зусилля переважно спрямовані на налаштування параметрів, а не на справжню модуляцію. Для проєктування ЕМ властивостей СПП та отримання оптимальних характеристик було запропоновано та продемонстровано кілька підходів. Наприклад, розглянуто пряме параметричне налаштування та генетичні алгоритми для керування власними модами у структурах [165-167]. Однак жоден із відомих результатів не висвітлює потенціал для динамічного управління властивостями середовища із провідників

У цьому розділі буде представлено механічне налаштування властивостей СПП у часі та продемонстровано нові підходи для досягнення високоточного провідного та безпровідного контролю ЕМ резонансу у структурах на основі ММ.

4.1. Модальний аналіз механічного стискання СПП

Запропонований аналіз базується на комп'ютерній моделі масиву СПП кількістю m на n провідників, збуджених локальним джерелом ЕМ хвиль, як показано рис. 4.1. Для спрощення досліджень було вибрано симетричний випадок, коли $m = n$. Мідні провідники завдовжки $L = 150$ мм і радіусом $r = 0,5$ мм розміщувалися в діелектричному середовищі (у моделі використано значення $\varepsilon = 1$, яке відповідає характеристикам вакууму). Відстані між провідниками позначені як a та b вздовж осей x і y , відповідно. Сині та червоні стрілки (рис. 4.1) вказують на стискання, що змінює період розташування провідників СПП, тобто зміну значення a та b . Джерело ЕМ хвиль – дипольна антена з розмірами, як і в попередніх розділах, розташоване в точці $(x, y, z) = (0, 0, 10 \text{ мм})$ зображене на рис. 4.1. Джерело ЕМ хвиль розміщене в центрі вхідної апертури і створює симетричне ЕМ збудження через сильну взаємодію з провідниками у ближньому полі. Положення джерела ЕМ хвиль уздовж осі z не є критичним, як було показано раніше в [166, 168]. Це пов'язано із просторовим накладанням (інтерференцією) між збудженням та власними модами структури. Проте, враховуючи майбутнє експериментальне дослідження, де джерело реалізується фізичним диполем підключеним до коаксіального кабелю, його положення відіграє важливу роль, про що йтиметься далі. Водночас, зміщення джерела вздовж осей x або y впливає на резонанс через порушення симетрії СПП відносно положення джерела [169-170].

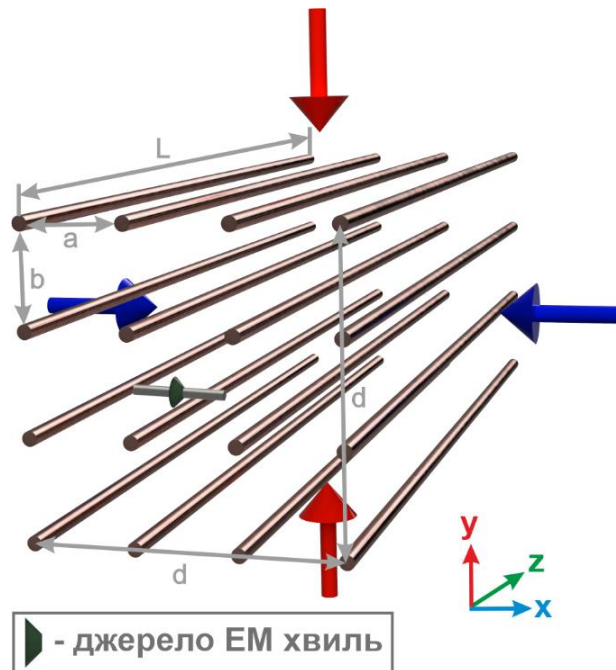


Рис. 4.1. Комп'ютерна модель СПП розміром m на n провідників, збуджена локальним джерелом ЕМ хвиль.

Подальші комп'ютерні моделювання проводитимуться для аналізу ієрархії власних мод і вивчення впливу кількості провідників, формуючи масив СПП. Як джерело ЕМ хвиль, його розміщення використовується так, щоб поляризація була вздовж осі x (рис. 4.1). У досліджуваному діапазоні частот 1,8-2 ГГц, який відповідав другому резонансу вибраних структур, диполь залишається нерезонансним по всьому діапазону. Це дозволяє досліджувати резонансні моди, здатні значно покращити узгодження. Було досліджено масиви провідників m на n розміром 2 на 2, 4 на 4 та 6 на 6. Комп'ютерне моделювання проводилося в середовищі CST Microwave Studio (частотний аналіз, тетраедральна сітка від 65000 тетраедрів для 2 на 2 та до 563000 для масиву 6 на 6). При цьому провідники вважалися ідеальними електричними провідниками, тобто без втрат. Було розглянуто стискання вздовж обох осей x та y , де значення a та b змінювалося в діапазоні від 10 до 3 мм для кожної зі структур із кроком 0,1 мм. У свою чергу розміри апертури d змінювались від 10 до 3 мм для $m = n = 2$ (2 на 2), від 30 до 10 мм для $m = n = 4$ (4 на 4) та від 50 до 15 мм при значенні $m = n = 6$ (6 на 6). У цьому

комп'ютерному моделюванні передбачалося, що стискання вздовж однієї осі не призводить до розширення чи змін вздовж іншої.

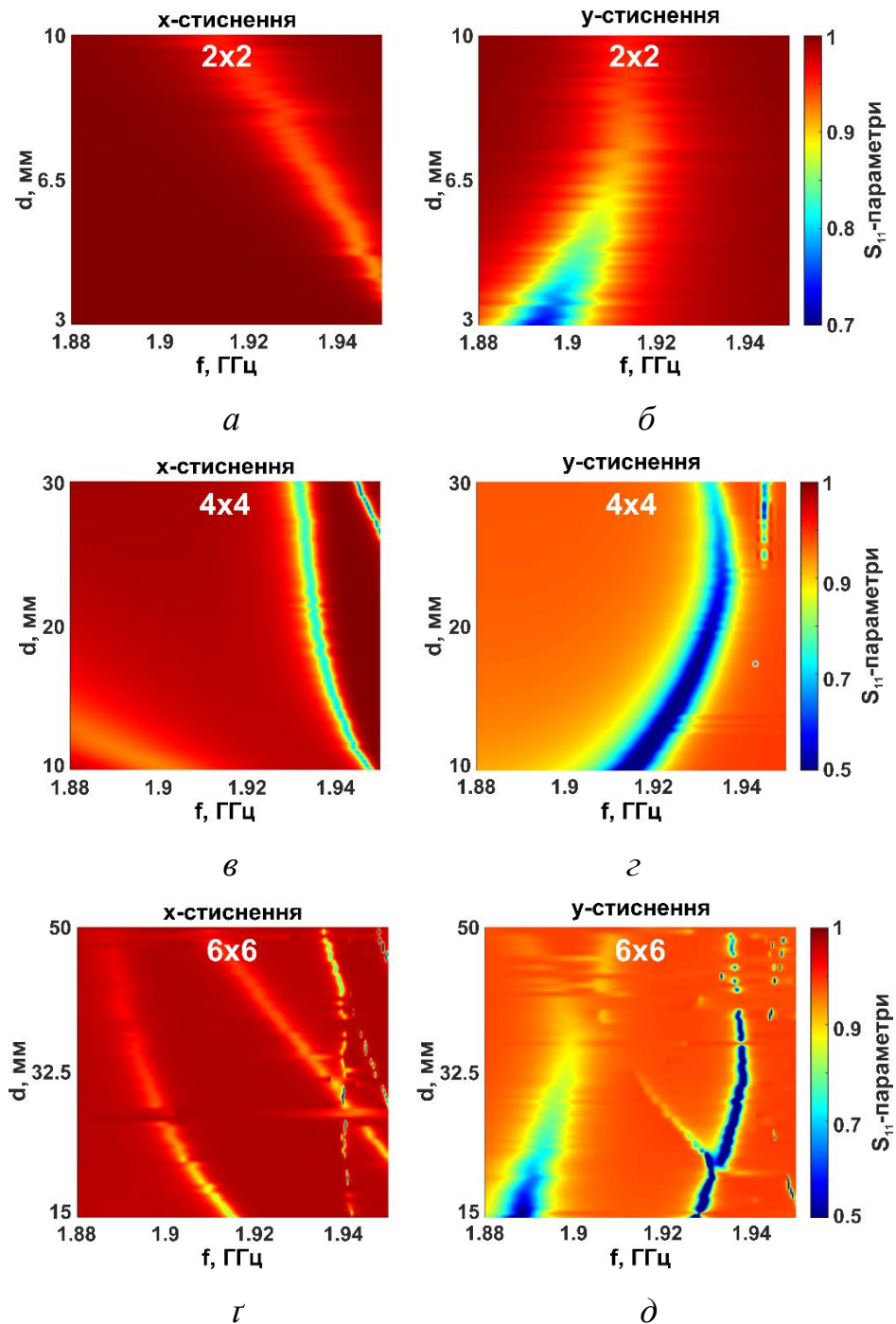


Рис. 4.2. Значення коефіцієнтів відбивання S_{11} (нормалізовані на максимальне значення) отриманих під час комп'ютерного моделювання стискання СПП по осі x (лівий стовбець) та y (правий стовбець) для масивів провідників $m = n = 2$ – *a-б*, $m = n = 4$ – *в-г* та $m = n = 6$ – *г-д* відповідно.

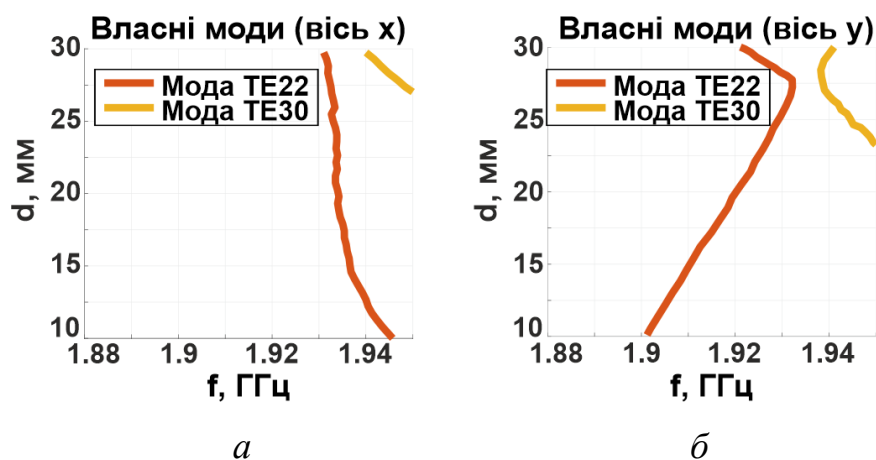
На рис. 4.2 представлено кольорову карту коефіцієнтів відбивання S_{11} (абсолютне значення коефіцієнта відбивання на порті антени в лінійній шкалі) в частотному діапазоні 1,88-1,95 ГГц (відповідав другому резонансу досліджуваних структур), як функцію частоти та періоду розташування провідників показаної у вигляді зміни розміру апертури d . Ця карта відображає взаємозв'язок між характеристиками відбиття сигналу та змінними геометричними параметрами досліджуваних СПП. Під час стискання найменшої структури $m = n = 2$ по осі x та y , показаної на рис. 4.2а-б, чітко видно виникнення єдиної резонансної моди, що свідчить про наявність оптимальних умов для резонансу при певній частоті. Цей резонанс змінює своє частотне значення при зміні відстані d . У випадку структури $m = n = 4$ (рис. 4.2в-г) з'являється додаткова власна мода, вказуючи на збільшення складності модального спектру внаслідок більшої кількості провідників у масиві. Це також може свідчити про можливість взаємодії між резонансами і призводить до зміни умов резонансу у структурі. Проте також помітна чітка зміна резонансної частоти при стисканні структури. У найбільшому масиві $m = n = 6$ при стисканні, результати якого наведено на рис. 4.2г-д, демонструються вже кілька мод і їхні перетини. Це ускладнює динаміку резонансних характеристик та їх детектування при зміні d . Це свідчить про те, що зростання кількості провідників у масиві не лише збільшує кількість резонансних мод, але й призводить до додаткових дифракцій та інтерференцій в середині СПП, пов'язаних із взаємодією між цими модами. Важливо зазначити, що результати в лівому (вісь x) та правому (вісь y) стовпцях кольорової карти співпадають, коли масив має рівні постійні значення апертури вздовж обох осей x і y . Це вказує на те, що симетрія структури відіграє критичну роль у формуванні ЕМ характеристик, а також на необхідність врахування цієї симетрії при проектуванні та оптимізації СПП.

Після попередньої оцінки масиву 4 на 4, який характеризується обмеженою, але складною структурою резонансних мод, саме цю конфігурацію було обрано для детальнішого аналізу в середовищі

комп'ютерного моделювання CST Microwave Studio. Для дослідження резонансних характеристик масиву виконано аналіз власних мод за допомогою власномодового розрахункового апарату з відкритими граничними умовами для всіх осей. У цьому підході враховано площини симетрії: електричну симетрію ($E_t = 0$) для yz -площини та магнітну симетрію ($H_t = 0$) для xz -площини, що дозволяє зменшити кількість розрахункових параметрів, а отже, і зменшити комп'ютерний ресурс на розрахунок структури.

На початковому етапі пошук власних мод здійснено в широкому діапазоні частот від 1 до 3 ГГц, що дало змогу виявити вісім резонансних мод. Для подальшого аналізу частотний діапазон звужено до досліджуваного вище 1,88-1,95 ГГц, у якому залишилися тільки дві резонансні моди, що характеризуються чітким нахилом вздовж частотної осі та високим значенням добротності резонансу Фабрі-Перо.

На рис. 4.3а-б показано розподіл цих мод у параметричному просторі в залежності від зміни геометричних параметрів. Помітно, що при стисканні вздовж осі y (рис. 4.3б) спостерігається ефект переключення мод – явище, яке характерне для взаємодії різних резонансних частот. Такий перетин мод важливий з точки зору можливих застосувань для контролю й керування режимами в системі, оскільки дозволяє досягати налаштовуваних спектральних характеристик.



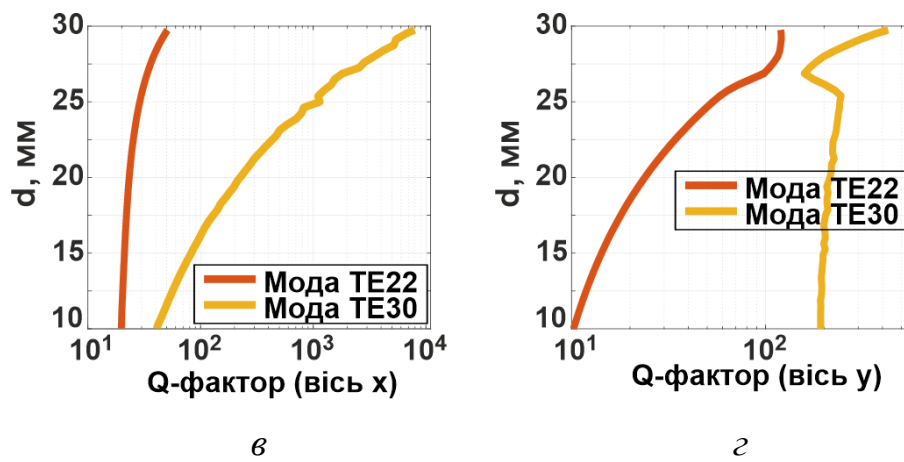


Рис. 4.3. Аналіз власних мод та функції добротності (Q-фактор) для масиву 4 на 4 провідників при стисканні структури вздовж осей x – а-в та y – б-г відповідно.

Динаміка добротності (Q-фактор) цих мод відображена на рис. 4.3в-г. Добротність, яка вказує на якість та тривалість резонансу, в деяких випадках досягає значення до 10^4 , що є високим показником для відкритого резонатора. Такий високий Q-фактор свідчить про низькі втрати енергії, що може мати практичне значення для різноманітних високочастотних застосувань. Важливо, що за певних умов можливо досягти зв'язаного стану у континуумі [171-173], який дозволяє утримувати енергію у відкритих структурах, проте ця специфікація не досліджувалася у даному аналізі.

Для подальшого детального аналізу модальної структури масиву було побудовано карту градієнтів власних мод, які наочно демонструють розподіл полів у структурі.

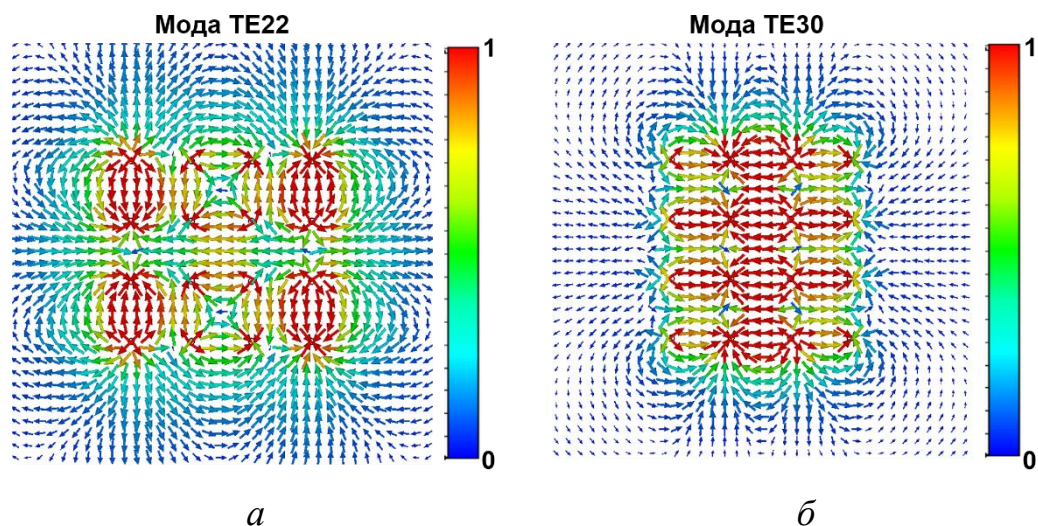


Рис. 4.4. Результати комп'ютерного моделювання градієнту розподілу векторів Е-поля (нормалізовані на максимальне значення) власних мод для режимів TE22 – *а* та TE30 – *б*.

На рис. 4.4*а-б*, представлено градієнти векторних електричних полів мод у квадратному масиві для структури з $a = 10$ мм та $b = 10$ мм, що дозволяє класифікувати моди. Так, для представленого результату досліджень можна констатувати наявність двох мод: TE22 – мода 1 та TE30 – мода 2, відповідно. Проте розподіл мод може зазнавати змін у процесі, як це зазначалось вище. Це досить добре видно із рис. 4.5, де зображені розподіли електричного поля власних мод для стискання вздовж осей x та y при $a = 3$ мм, $b = 10$ мм – рис. 4.5*а-б*, $a = b = 10$ мм – рис. 4.5*в-г* та $a = 10$ мм, $b = 3$ мм – рис. 4.5*г-д* відповідно. Цей результат є надзвичайно актуальний та важливий для розвитку нових фізичних явищ, пов'язаних із штучно-створеними середовищами, проте подальшу увагу у цій роботі буде зосереджено на частотній ділянці з лінійною зміною нахилу першої моди до її переключення.

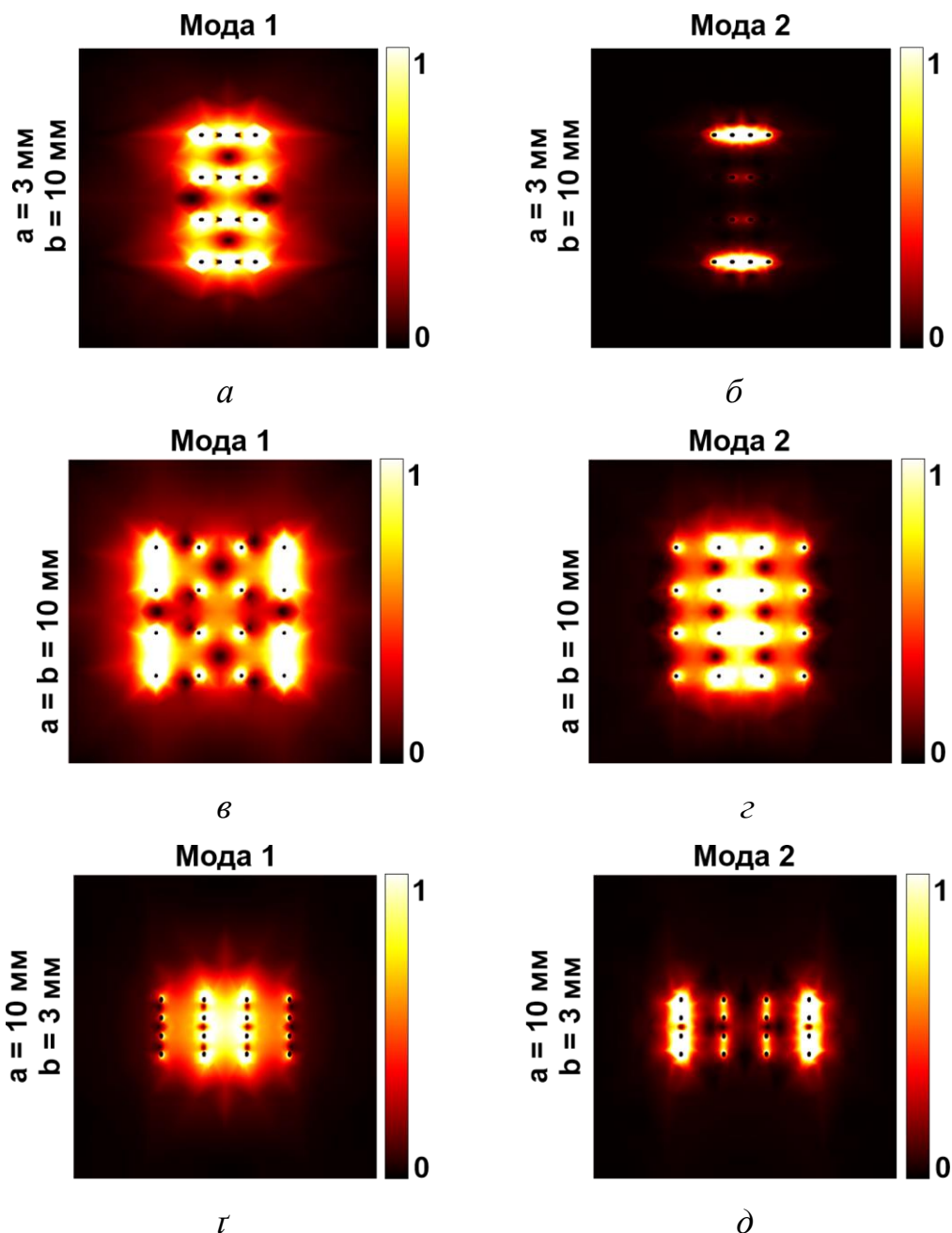


Рис. 4.5. Результати комп'ютерного моделювання для розподілу Е-поля (нормалізовані на максимальне значення) власних мод 1 та 2 в залежності від стискання вздовж осей x та y при $a = 3$ мм, $b = 10$ мм – a - $б$, $a = b = 10$ мм – $в$ - $г$ та $a = 10$ мм, $b = 3$ мм – $г$ - $д$ відповідно.

4.2. Експериментальні дослідження стискання СПП – провідне детектування рівня стискання

Для експериментального підтвердження можливості стискання СПП необхідно було вирішити ряд технічних питань, особливо щодо матеріальної

бази для виготовлення СПП. Зокрема, важливо було знайти рішення щодо: (а) вибору гнучкого діелектричного матеріалу, здатного розміщувати провідники, та (б) конструювання тримачів для провідників, забезпечуючи збереження сталої відстані між ними вздовж осі, яка не стискається. В основу діелектричного заповнення СПП обрано матеріал, який виготовлений з еластичного поліпропілену, діелектрична проникність якого добре апроксимується значенням $\varepsilon = 1$. Це значення було підтверджене експериментально через перевірку взаємодії дипольної антени та еластичного матеріалу в ближньому полі.

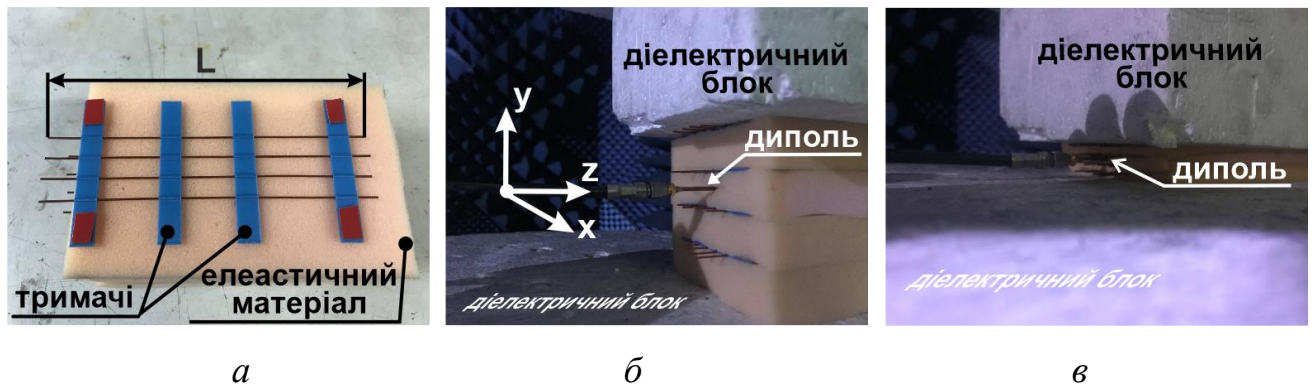


Рис. 4.6. Зовнішній вигляд експериментального макету СПП, що може стискатися – *а*, структура до – *б* та після – *в* стискання, відповідно.

Для вирішення проблеми збереження геометрії під великим стисканням розроблено тримачі шляхом 3D-друку з матеріалу PLA (полілактидного пластику). На рис. 4.6*а*, показано один шар масиву СПП із пластиковим тримачем синього кольору. Оскільки діелектрична проникність пластику становить близько $\varepsilon = 3$, а коефіцієнт втрат – 0,02 у діапазоні ГГц, тому товщина та ширина тримача були обрані на рівні 1 мм і 8 мм відповідно, забезпечуючи мінімальний вплив матеріалу на резонанси Фабрі-Перо СПП. Додатково для фіксації шарів масиву між собою використовувалася клейка стрічка (на рис. 4.6*а* показано червоними прямокутниками). Для експериментальних досліджень вибрано детально досліджувана під час

комп'ютерного моделювання структура розмірністю 4 на 4 провідників, яка, хоч і обмежена за кількістю мод, але забезпечує достатньо нетривіальну структуру розподілу мод.

СПП розмістили між двома блоками з піностеролу, який є прозорим для ЕМ хвиль у діапазоні ГГц, щоб мінімізувати зовнішні впливи на ЕМ поле всередині структури. На рис. 4.6б-в показано зображення СПП до і після стискання. Стискання виконувалося за допомогою роботизованого механізму ORBIT/FR, який зазвичай використовується у безеховій камері для сканування в ближньому полі [174]. Дипольну антену, з такими ж характеристиками, як і в комп'ютерних моделюваннях, розмістили в центральній ЕК між провідниками (рис. 4.6б) та підключили до векторного мережевого аналізатора Keysight N5232B PNA-L за допомогою коаксіального кабелю. Аналізатор керувався апаратно-програмним комплексом MIDAS [174]. Це налаштування дозволило дуже точно корелювати вимірювання та механічні зсуви з високою повторюваністю.

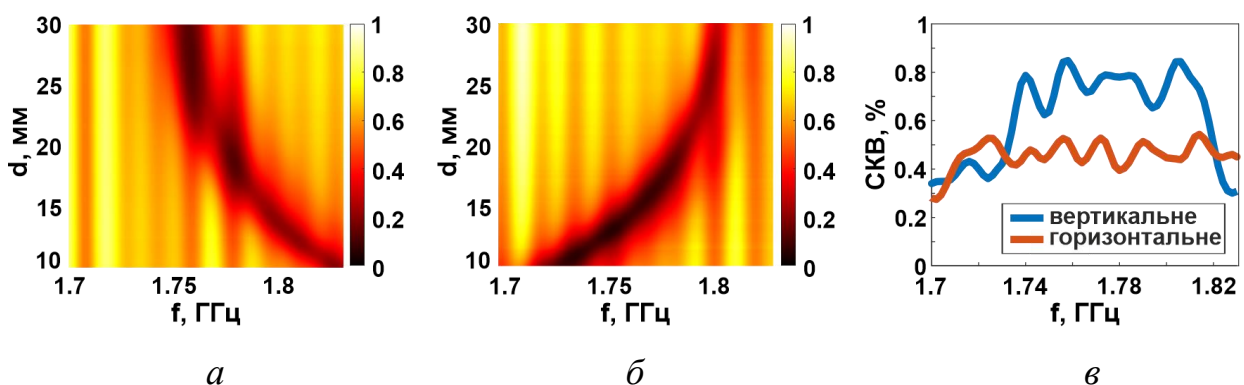


Рис. 4.7. Значення коефіцієнтів відбивання S_{11} (нормалізовані на максимальне значення), отримані під час експериментального дослідження стискання СПП по осі x – a та y – $б$, а також середньоквадратичне відхилення коефіцієнтів відбивання S_{11} після декількох циклів стискання та розширення структури – $в$.

На рис. 4.7а-б представлені кольорові карти коефіцієнтів відбивання S_{11} , відображаючи абсолютне значення коефіцієнта відбиття як функцію частоти

та параметру стискання. Під час експерименту значення апертури d по осі x та y змінювалося від 30 до 10 мм із кроком 0,1 мм (відповідно зміна значень a та b в діапазоні від 10 до 3 мм), що забезпечило високоточне визначення змін у структурі. Результати, показані на рис. 4.7а-б, добре узгоджуються з комп'ютерними моделюваннями, наведеними на рис. 4.2в-г і підтверджує валідність моделі. Натомість незначні зміни в частотному спектрі пов'язані з реальними втратами в матеріалах під час експерименту, тоді як у комп'ютерному моделюванні умови середовища та матеріалів були ідеальними.

Щоб оцінити відтворюваність експерименту, виконано серію з десяти вимірювань стискання та розширення СПП, за якими обчислено СКВ коефіцієнтів відбивання S_{11} , показане на 4.7в. Середні значення СКВ для стискання вздовж осей x та y склали 0,84 % і 0,5 %, відповідно. Незначна різниця пов'язана з топологічними особливостями еластичного пінного матеріалу, але вона вважається несуттєвою, оскільки ці відхилення не впливають на загальну ЕМ поведінку структури. Крім того, подібність результатів свідчить про надійність експериментальної установки та можливість її застосування.

4.3. Локалізація резонансів за допомогою методу контурної матриці

У процесі експериментального дослідження отримані кольорові карти коефіцієнтів відбивання S_{11} демонструють широкі резонанси, заважаючи точному визначенню резонансних частот. Це пов'язано з тим, що широкі за розміром спектру резонанси часто можуть охоплювати декілька частотних діапазонів і призводити до зниження точності. Для вирішення цієї проблеми було застосовано метод контурної матриці, використаний для покращення роздільної здатності при визначенні частот резонансу. Метод контурної матриці, реалізований у MATLAB, дозволяє задавати рівні порогів і визначати чіткі межі резонансів для подальшого аналізу [175].

У даному випадку метод дозволяє отримати координати контурної лінії залежно від кількості рівнів, що визначають пороги інтенсивності (i). Наприклад, отримана кольорова карта коефіцієнтів відбивання S_{11} при стисканні по осі y , зображена на рис. 4.7б, була перетворена в контурну карту, як показано на рис. 4.8а, де для наочного прикладу взято $i = 4$. Після цього для подальшого аналізу вибирається область, окреслена контуром із найвищим порогом $i_1 = 0,243$ (рис. 4.8б), представляючи найбільш виразну зону резонансу. На рис. 4.8б спостерігається нерівномірний розподіл мінімумів S_{11} , які змінюються від 6,5 мм до 3 мм залежно від частоти, що відображено як чорну область.

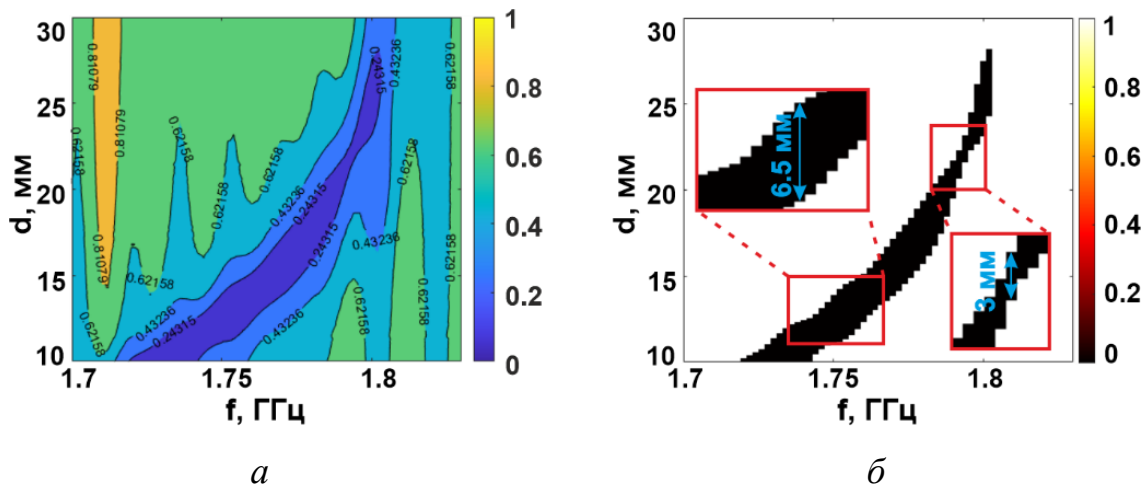


Рис. 4.8. Оброблені алгоритмом виміряні дані для підвищення точності визначення величини стискання отриманих експериментальних даних, показаних на рисунку 4.7б – а та результати порогового визначення – б.

Причина виникнення вузької зони розподілу після порогової обробки пояснюється аналізом власних мод, поданим на рис. 4.3б. Ця зона являється місцем переключення двох близько розташованих власних мод. Таке явище особливо помітне на комп'ютерних моделях, як показано на рис. 4.2г. Проте в реальному експерименті (рис. 4.7б) ця зона менш помітна через нижче значення Q-фактору і призводить до злиття мод і додаткових інтерференцій під дією реальних умов середовища та матеріалів, навіть з урахуванням

параметрів, використаних у моделюванні. Нижче значення Q-фактору означає швидшу втрату енергії системою, внаслідок чого резонанси стають ширшими і менш виразними.

Щоб підвищити точність, запропоновано алгоритм інвертування коефіцієнтів S_{11} окремо для кожного вимірюного кроку стискання d , з подальшою нормалізацією на максимальне значення, як показано у формулі (4.1):

$$S_{11}^{norm} = \left(\frac{f^{-1}(S_{11})}{\max[f^{-1}(S_{11})]} \right)_d, \quad (4.1)$$

де $f^{-1}(S_{11}) = 1 - S_{11}$ – інверсна функція, що описує втрати енергії джерела ЕМ хвиль, модифікованого СПП; а $\max[\bullet]$ – оператор пошуку максимального значення $f^{-1}(S_{11})$ для кожного значення стискання d . Така нормалізація дозволяє вирівняти значення всього частотного діапазону від 1,3 до 1,8 ГГц після застосування методу контурної матриці зі значенням, що прямує до нескінченості (ідеальний випадок), або приймає настільки великі значення, після яких його збільшення вже не впливає на подальший результат (практичний випадок), як показано на рис. 4.9а. Оскільки максимуми розподілу рівномірні та еквівалентні, порогове значення 0,999 можна використати для точного цифрового представлення нового розподілу. На рис. 4.9б чітко видно, що новий підхід забезпечує високу точність визначення резонансів: менш ніж 0,5 мм у нижньому частотному діапазоні та близько 1,5 мм на частотах порядку 1,8 ГГц, що в термінах довжин хвиль дорівнює 0,002 λ та є рекордом для роздільної здатності застосунків на основі СПП.

Цей самий підхід було використано для розподілу коефіцієнтів S_{11} при стисканні по осі x (рис. 4.7а), результати якого показані на рис. 4.9в-г.

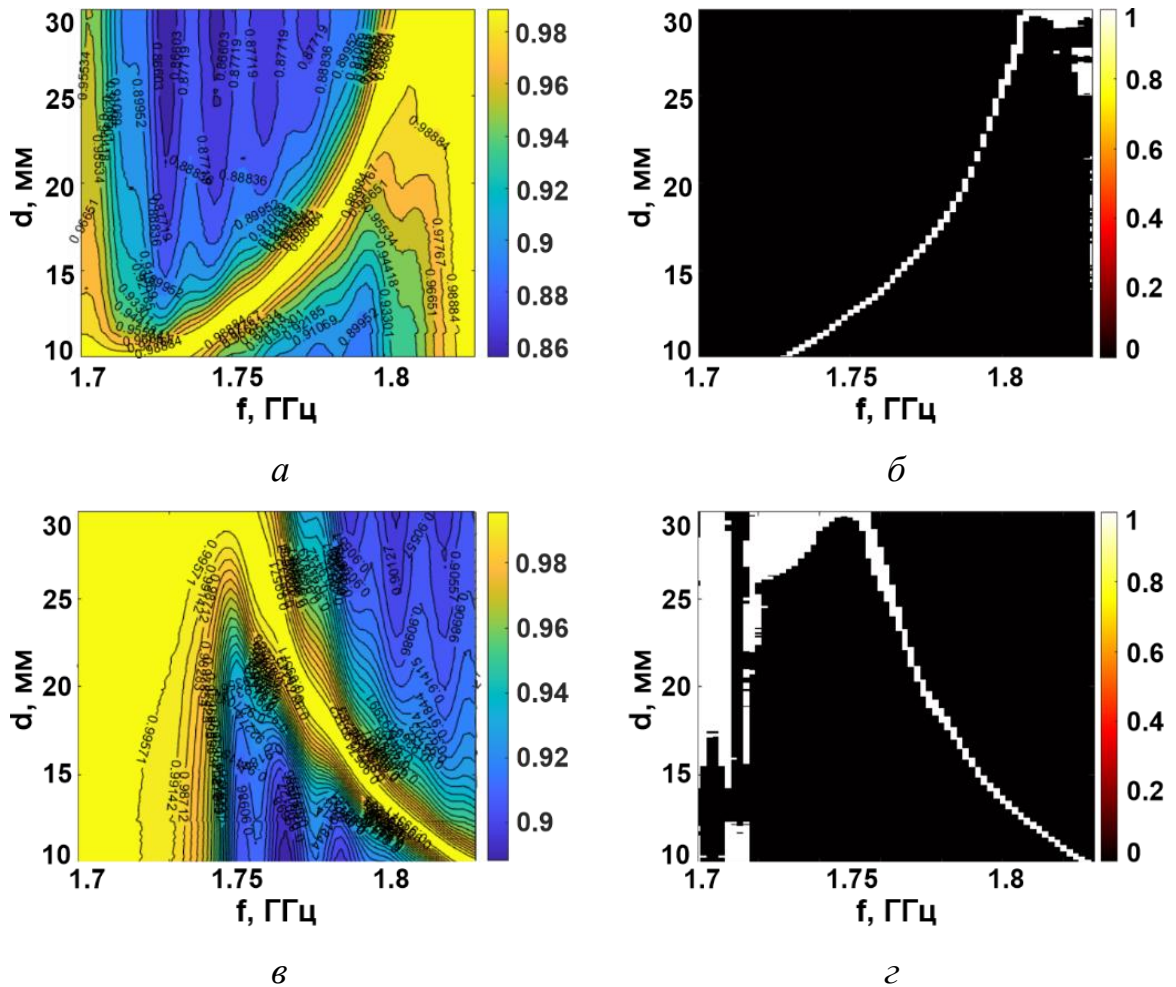


Рис. 4.9. Нормований розподіл оберненої функції $f^1(S_{11})$ та його оцифрована версія після порогової обробки для стискання по осі y – a - $б$ та по осі x – $в$ - $г$ відповідно.

4.4. Дослідження ЕПР СПП резонатора – безпроводне детектування рівня стискання

ЕПР у мікрохвильовому діапазоні частот відображає здатність об'єкта розсіювати або відбивати ЕМ випромінювання в напрямку джерела ЕМ хвиль, з якого він опромінюється [176]. ЕПР є важливим параметром, який використовується для характеристики помітності об'єкта на радіолокаційних екранах і є фізичною величиною, що визначається ефективною площею. Формула ЕПР, показана в [177], відображає залежність від відстані та відношення амплітуд розсіяного і падаючого електричних полів, визначаючи

ЕПР як функцію геометрії об'єкта, матеріальних властивостей, частоти випромінювання, поляризації та кута падіння хвилі.

Фізична природа ЕПР зумовлена складною взаємодією ЕМ хвиль з об'єктом, включаючи в себе процеси дифракції, інтерференції та відбиття. Наприклад, об'єкти з великими площинами або кутами часто мають високий ЕПР, оскільки значна частина енергії відбивається назад у напрямку джерела, особливо якщо форма об'єкта для цього підходить. Навпаки, округлі або гладкі поверхні сприяють рівномірному розсіюванню хвиль у різних напрямках у залежності від кута падіння ЕМ хвилі, знижуючи ЕПР. Висока електропровідність, як у металів, сприяє підсиленню відбивання, що також збільшує радіолокаційну помітність об'єкта. У військових технологіях широко використовуються спеціальні матеріали для поглинання радіохвиль (наприклад, композити з вуглецевими або графітовими наповнювачами) для зменшення помітності техніки [178].

У частотному діапазоні, що відповідає резонансам Мі, довжина хвилі значно впливає на розсіювання, і об'єкти можуть демонструвати різні режими поведінки. Наприклад, об'єкти з розмірами, наближеними до довжини хвилі або перевищують її, можуть утворювати резонансні ефекти, де ЕПР різко зростає. На меншій частоті, коли розмір об'єкта є значно меншим, ніж довжина хвилі, ЕПР часто знижується, і розсіювання відбувається за законом Релея. Це зумовлює більш рівномірний розподіл енергії у всіх напрямках. Така складність у поведінці ЕПР пояснюється багатогранною взаємодією хвиль із матеріалом і формою об'єкта.

Водночас, кут падіння та поляризація хвилі визначають те, як ЕПР змінюється залежно від положення об'єкта відносно джерела. Наприклад, об'єкти з кутовими поверхнями можуть генерувати максимальне відбиття при падінні хвилі під певними кутами, а інші кути створюють ефект більш рівномірного розсіювання. Поляризація хвилі (вертикальна або горизонтальна) також впливає на рівень ЕПР, оскільки хвилі різної поляризації по-різному взаємодіють з матеріалами та різними елементами об'єктів, якщо

конструкція об'єкту відрізняється вздовж горизонтальної та вертикальної площини.

Типові значення ЕПР різняться в залежності від типу об'єкта та показані в таблиці 4.1 [179]. Для людини ЕПР приблизно становить 1 м^2 , забезпечуючи її середню помітність на радарі. Автомобіль завдяки великій металевій поверхні може мати ЕПР у діапазоні від 10 до 20 м^2 , тоді як для літаків різного призначення показник може коливатися від 1 до 100 м^2 . Водночас, бойові літаки із застосуванням технології Stealth мають значно знижене ЕПР, досягнуте завдяки спеціальним формам та матеріалам. Різного розміру дрони мають досить низький ЕПР (в межах від 0,001 до $0,1 \text{ м}^2$), але його можна підвищити за рахунок додаткових елементів з відбиваючими властивостями.

Таким чином, ЕПР постає універсальною характеристикою об'єкта, яка дозволяє оцінити, наскільки легко він буде виявлений за допомогою радіолокаційних засобів. Це одна з причин, чому ЕПР широко застосовується як у військових технологіях для зниження помітності літаків та інших транспортних засобів, так і в цивільних системах для моніторингу й ідентифікації об'єктів, таких як супутники, літаки, дрони та автономні транспортні системи.

Таблиця 4.1.

№	Тип об'єкта	Значення ЕПР, м^2
1	Комаха	0,00001
2	Птах	0,01
3	Людина	1
4	Дрони	0,001-0,1
5	Куля з металу діаметром 1 м	1
6	Автомобіль	10-20
7	Малий бойовий літак	2-3
8	Великий бойовий літак	5-6

9	Літаки-невидимки	$<0,1$
10	Прибережне торгове судно (довжина 55 м)	300-4000

Добре відомо, що в ММ ЕМ властивості визначаються не тільки хімічним складом, як у традиційних матеріалах, але переважно геометрією структури на субхвильовому рівні. Завдяки такій унікальній властивості, ММ можуть забезпечувати керування параметрами розсіювання ЕМ хвиль, зокрема ЕПР. Ця здатність маніпулювати ЕПР перспективна для різних технологій, таких як радіолокаційне маскування, радарне посилення відбиття, комунікаційні системи, а також для контролю рівня поглинання чи відбиття мікрохвильового випромінювання. Оскільки ЕПР впливає на видимість об'єктів для радарів, можливість її контролю вкрай важлива для сучасних систем безпеки, оборони та сенсорних технологій.

У попередніх підрозділах було виявлено, що зміна параметрів a та b , які визначають розмір і форму СПП, дозволяє змінювати значення резонансних частот та характеристики розподілу власних мод структури. Зокрема, резонансні ефекти виникають на частотах, де половина довжини хвилі випромінювання кратна розміру довжини провідників, що може дозволяти варіювати ЕПР за допомогою структурних змін. Таким чином, зміни геометрії, як-от стискання або розширення структури, можуть суттєво впливати на величину ЕПР, відкриваючи можливості для її підсилення або зниження у потрібному частотному діапазоні.

Для дослідження ЕПР було вибрано розглянуту раніше СПП розміром 4 на 4 провідників з тими самими фізичними розмірами. В середовищі комп'ютерного моделювання CST Microwave Studio напроти СПП по осі z (вибрана сторона СПП з найбільшим коефіцієнтом заповнення металом для кращої взаємодії з ЕМ хвилею) розміщувалося джерело плоскої ЕМ хвилі (рис. 4.10а). На відміну від дискретних або хвильоводних портів, тут не обчислюються S-параметри. Замість цього записується амплітуда збудження

(одиниця виміру – В/м). Позаду джерела плоскої ЕМ хвилі було розміщено дальньопольову пробу (рис. 4.10б), яка детектувала відбиту ЕМ енергію (в цьому випадку джерело плоскої ЕМ хвилі прозоре до зворотних ЕМ хвиль) від СПП. Поляризація електричної компоненти ЕМ поля у джерелі плоскої хвилі вздовж осі z . Як і в попередніх дослідженнях, було розглянуто стискання вздовж обох осей x та y , де значення a та b (рис. 4.10б) змінювалося в діапазоні від 3 до 10 мм з кроком 0,1 мм, що у свою чергу змінювало розміри апертури d від 10 до 30 мм.

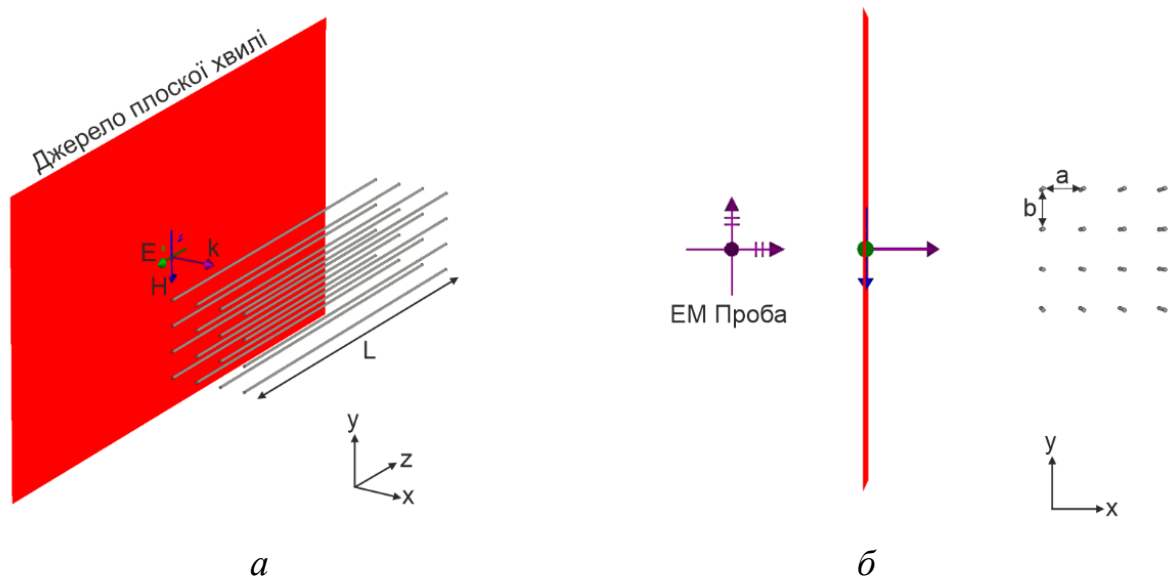


Рис. 4.10. Комп'ютерна модель для дослідження значень ЕПР, яка складається із СПП, джерела плоскої ЕМ хвилі та дальньопольової проби, зображеної у площині xuz – а та xy – б.

На рис. 4.11а-б, представлено кольорову карту значень ЕПР у частотному діапазоні 0,8-1 ГГц, який відповідав першому резонансу досліджуваної структури. При стисканні СПП по осі x (рис. 4.11а) чітко простежуються значення ЕПР на рівні 0,17-0,25 м^2 у всьому діапазоні зміни d від 10 до 30 мм для смуги частот 0,85-0,95 ГГц. У випадку стискання по осі y (рис. 4.11б), значення ЕПР сягають $\sim 0,25 \text{ м}^2$ у всьому діапазоні зміни d , але на відміну від рис. 4.11а, частота ЕПР при стисканні не змінюється, а залишається на рівні 0,9 ГГц у всьому діапазоні зміни d . Цей результат

свідчить про стабільність резонансу при змінах геометрії вздовж осі y і може бути корисним для конструкцій, де потрібен фіксований резонанс у визначеному частотному діапазоні.

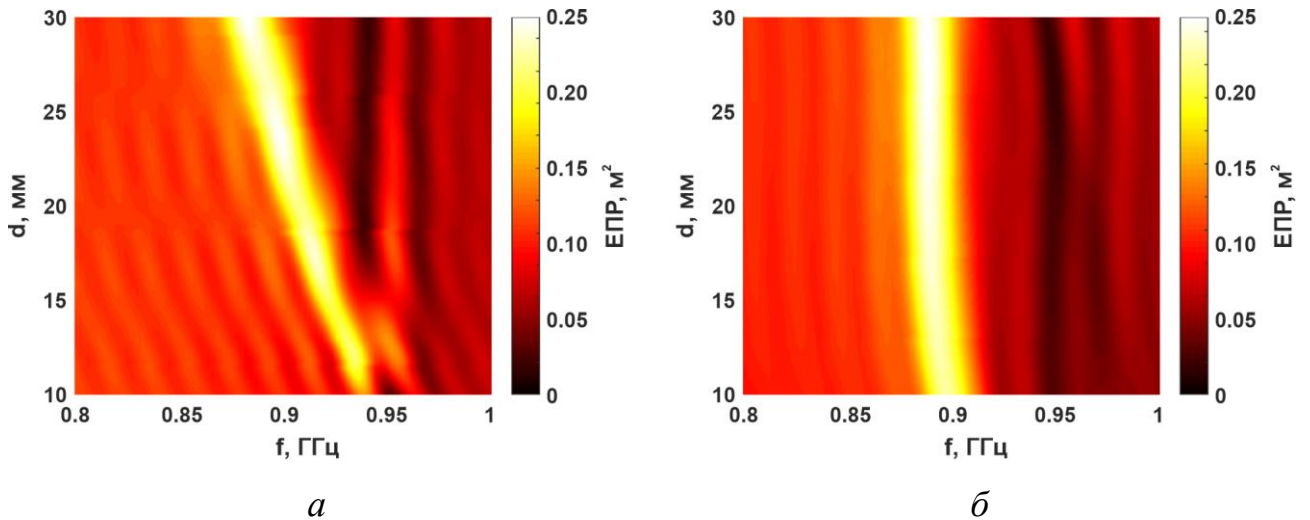


Рис. 4.11. Значення ЕПР у діапазоні 0,8-1 ГГц, отримані під час комп'ютерного моделювання стискання структури 4 на 4 провідників по осі x – a та y – b відповідно.

На рис. 4.12а-б представлено кольорові карти розподілу значень ЕПР у широкому частотному діапазоні 2-12 ГГц, який охоплює S, C та особливо цікавий X діапазон ЕМ спектра. Саме він пріоритетний в радіолокації та радарних застосунках. Для цих діапазонів розроблення компактних та дешевих резонаторів з достатнім значенням ЕПР мають важливе значення, позаяк їхнє використання дає можливість покращити ЕПР малопомітних для радара об'єктів. Як видно з рис. 4.12а, де стискання здійснювалося по осі x , значення ЕПР сягають $0,5 \text{ м}^2$ в X-діапазоні при значення $d = 10 \text{ мм}$. Такі вражаючі значення ЕПР досягаються при взаємодії резонансних мод вищого порядку та утворених при цьому додаткових явищах інтерференції під час стискання СПП. Досягнення ще кращих значень ЕПР можливо при більш детальному аналізі власних мод та використанні генетичних алгоритмів [180] для підбору оптимальних значень a та b .

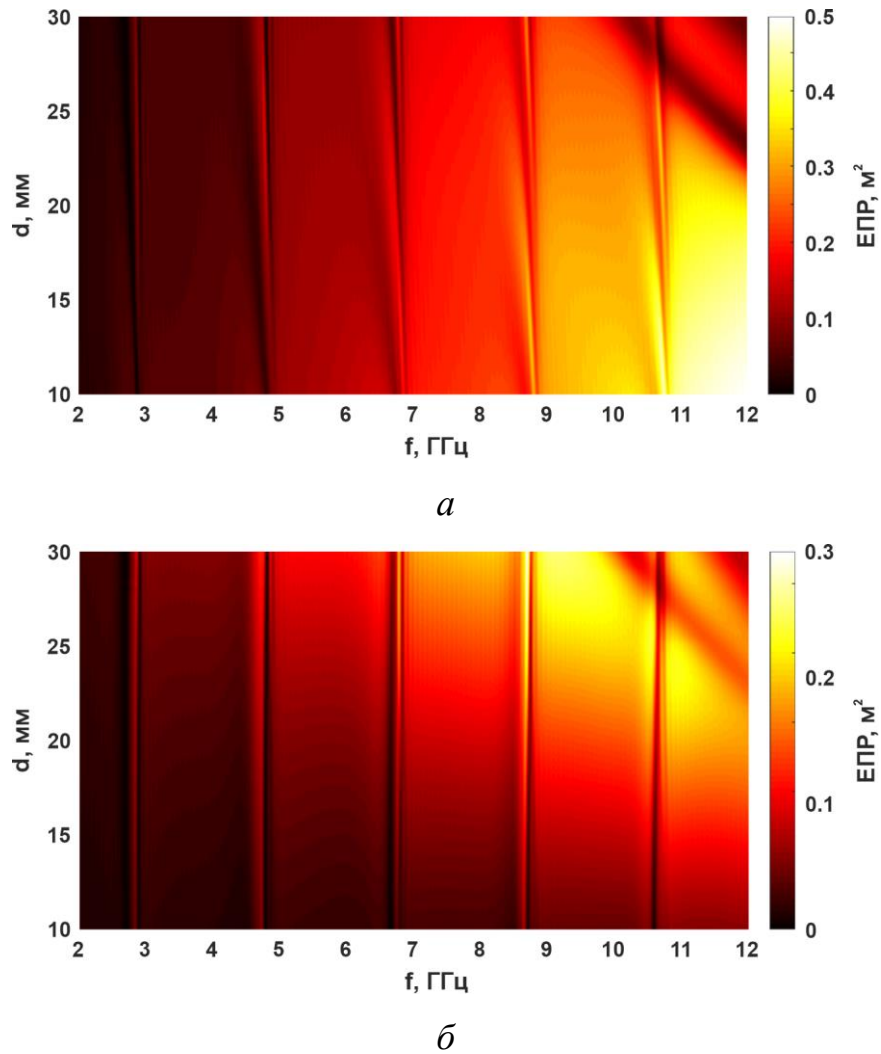


Рис. 4.12. Значення ЕПР в широкому діапазоні 2-12 ГГц, отримані шляхом комп'ютерного моделювання в процесі стискання структури 4 на 4 провідників по осі $x - a$ та $y - б$ відповідно.

На основі отриманих даних із серії розглянутих вище комп'ютерних моделювань було проведене порівняльне моделювання, в якому вибрана конфігурація СПП з найбільшим значенням ЕПР взята з рис. 4.12а. Для порівняльного аналізу використовувалася СПП зображена на рис. 4.13а (зліва) з розмірами $d_1 = 10$ мм, $d_2 = 30$ мм ($L = 150$ мм), та металева пластина (МП) таких же розмірів, продемонстрована на рис. 4.13а (справа). Значення ЕПР були досліджені окремо для СПП (синя суцільна лінія) та МП (синя штрихова лінія) в діапазоні 2-12 ГГц та показані на графіку зображеному рис. 4.13б. З

графіка чітко видно, що в діапазоні від 5 до 12 ГГц значення ЕПР СПП набувають майже двічі більшого значення ніж для МП. Це підтверджує і різниця між ними зображена суцільною оранжевою лінією на рис. 4.13б. Така суттєва різниця в ЕПР свідчить про ефективність СПП у підвищенні розсіювальних властивостей конструкцій завдяки комбінації власних мод і іншій додатковій інтерференції.

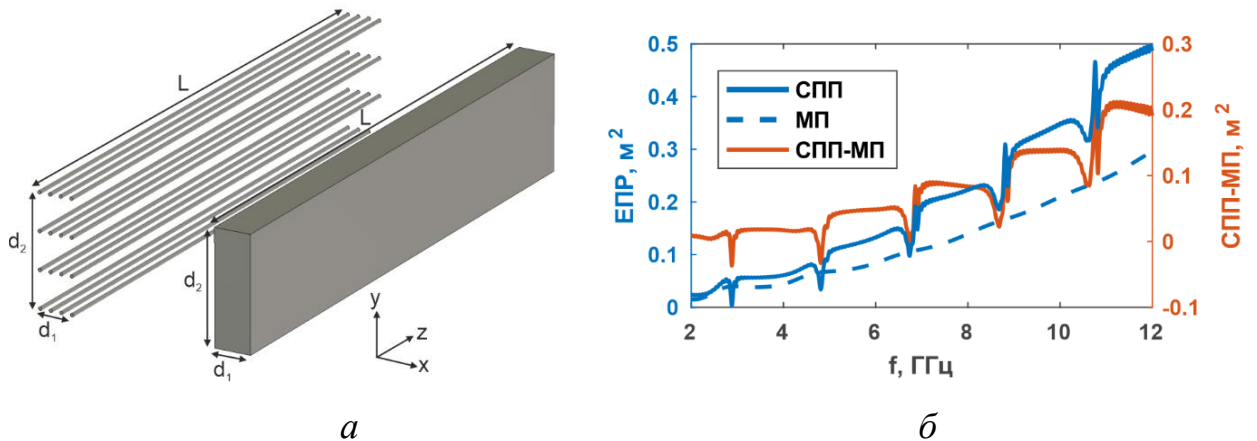


Рис. 4.13. Зовнішній вигляд комп'ютерних моделей СПП та металеві пластина однакових геометричних розмірів – *а*, а також значення ЕПР для обох моделей та їх різниця – *б*.

4.5. Експериментальне підтвердження ЕПР для СПП

Наступним етапом досліджень було експериментальне підтвердження одного з результатів, отриманих під час комп'ютерного моделювання, для частотного діапазону 2-12 ГГц при значенні періоду розташування провідників $a = b = 10$ мм. Для цього розроблено експериментальну установку, що дозволила точно вимірювати ЕПР, зовнішній вигляд якої зображено на рис. 4.14а. Вона складалася з векторного мережевого аналізатора Keysight P9375A, з підключеною широкосмуговою передавально-приймальною (Tx/Rx) рупорною антеною (1-18 ГГц). Електрична поляризація поля антени була орієнтована вздовж осі z , тобто паралельно провідникам досліджуваної структури для забезпечення оптимальної взаємодії ЕМ випромінювання з

СПП. Досліджувана СПП з періодом розташування провідників $a = b = 10$ мм та з тою ж самою загальною довжиною $L = 150$ мм представлена на рис. 4.14б. Вона розміщувалася на відстані 2 м від Tx/Rx антени. Така відстань вибрана для того, щоб забезпечити умови дальнього поля, що є важливим для точності вимірювань ЕПР. Для вимірювання ЕПР використовувався метод каліброваного відбиття. Спершу проводилися вимірювання амплітуди та фази сигналу, відбитого від нормованого елементу – металевого диску (значення ЕПР та його геометричні розміри відомі). Також попередньо проводилася перевірка ефективності вимірювань на електричному дипольному розсіювачі з подальшим порівнянням виміряних результатів із даними комп'ютерних моделювань таких же елементів. Після цього виконувалося аналогічне вимірювання для СПП з фіксацією зміни рівнів сигналу внаслідок резонансного розсіювання.

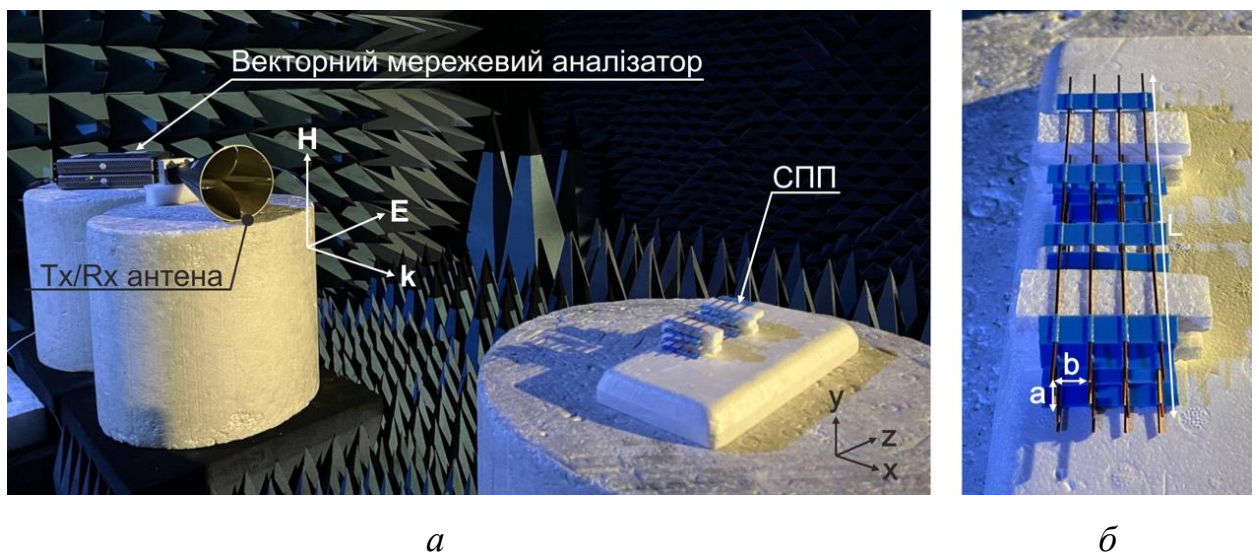


Рис. 4.14. Зовнішній вигляд експериментальної установки для вимірювання ЕПР – *a* та досліджувана СПП із значення періоду розташування провідників $a = b = 10$ мм – *б*.

На рис. 4.15 представлено графік зі значеннями ЕПР для досліджуваної СПП, отримані під час експериментального дослідження (оранжева лінія) та комп'ютерного моделювання (синя лінія). З графіка видно, що

експериментальні результати добре корелюють із даними моделювання, підтверджуючи правильність розробленої моделі. У діапазоні частот 2-10 ГГц спостерігається підвищення ЕПР в експерименті порівняно з моделюванням. Це може бути пояснено додатковими резонансними та інтерференційними ефектами, які не були враховані в комп'ютерній моделі, наприклад, впливом неідеальної поверхні провідників або можливими дифракційними явищами.

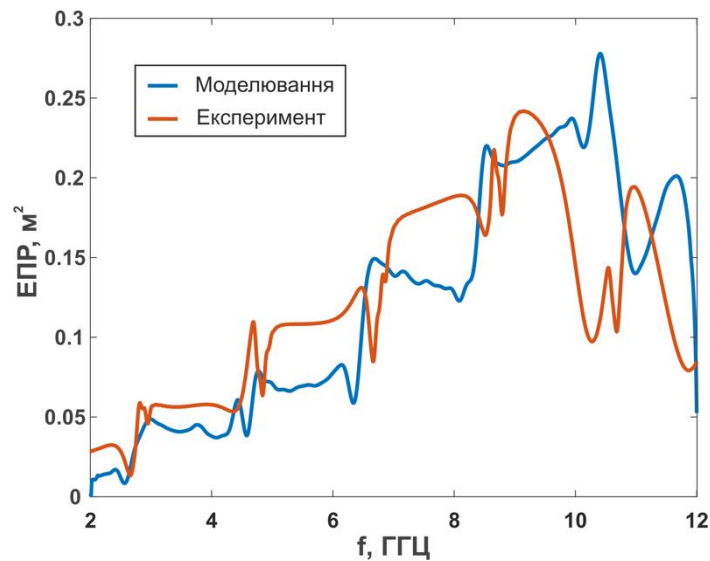


Рис. 4.15. Значення ЕПР отриманої під час експериментального дослідження (оранжева лінія) та комп'ютерного моделювання (синя лінія) СПП при значеннях періоду розташування провідників $a = b = 10$ мм.

Висновки до розділу 4

У розділі вперше запропоновано метод динамічного контролю ЕМ параметрів СПП. Це стало можливим завдяки механічній зміні геометричних розмірів СПП, зокрема відстані між провідниками. Така трансформація призвела до зміни ємності структури, що, у свою чергу, дозволило контролювати значення резонансних частот Фабрі-Перо.

Дослідження власних мод розглянутої СПП показало можливість детектування ступеня стискання СПП із надзвичайною точністю – $0,002\lambda$. На даний момент – це рекорд для роздільної здатності застосунків на основі СПП. Таким чином, набув подальшого розвитку метод провідного детектування

рівня стискання СПП за допомогою простого математичного алгоритму постобробки сигналу (S).

Подальший розвиток цього методу провідного детектування рівня стискання СПП сприяв розробці способу бездротового віддаленого детектування СПП, яка перебуває у процесі механічної модуляції своїх параметрів. Це стало можливим завдяки дослідженню оцінки ЕПР структури для різних значень параметрів a і b . Ефект було продемонстровано шляхом комп'ютерного моделювання в діапазоні частот 2-12 ГГц та експериментально підтверджено для СПП із параметрами $a = b = 10$ мм.

ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі проаналізовано сучасний науковий та технологічний стан розвитку ММ у цілому та структур із провідників як окремого класу ММ. Виявлено, що СПП – багатофункціональна структура, що може використовуватися як резонатор, так і структура, функціонуюча поза межами резонансів Фабрі-Перо. Останні дослідження показали можливість їх застосування як ендоскопів, здатних передавати енергію ЕМ хвиль у широкому діапазоні частот, а технологічні досягнення у галузі мікроелектроніки продемонстрували можливість виготовлення СПП для їх практичного застосування у спектрі частот від суб-ГГц до інфрачервоних хвиль. Ці результати довели здатність СПП у сучасному їх вигляді замінити інші види структур із провідників, такі як гіперлінзи та структури з випадковим розміщенням провідників. Проте існує ряд завдань, які необхідно вирішити. Вони диктуються вимогами сучасних систем зв'язку та включають: а) забезпечення передавання інформації, що переноситься ЕМ хвилями у широкому діапазоні частот через провідні канали зв'язку; б) забезпечення передавання інформації через безпроводні канали зв'язку з супроводженням необхідності розроблення простих у реалізації, але практичних у використанні антен, здатних функціонувати у широкому діапазоні частот; в) розроблення методів контролю ЕМ характеристик СПП із можливістю їх налаштування в часі. На основі вищесказаного у дисертаційній роботі було сформовано та реалізовано відповідні мету та завдання.

Задля реалізації поставлених завдань проведено ряд наукових досліджень та реалізовано низку інженерних рішень. Таким чином, вперше запропоновано і вивчено можливість використання СПП як оптично довгого ендоскопа для передавання растрових зображень у широкому діапазоні частот. Для цього вхідна апертура ендоскопа розбивалася на ЕК, представляючи собою окремі хвилеводні канали, через які здійснювалося передавання енергії ЕМ хвиль, що випромінювалися електрично малими дипольними антенами.

Це дозволило реалізувати пристрої на основі СПП, здатні функціонувати у різних діапазонах частот – суб-ГГц (0,3-1 ГГц), ГГц (1-4 ГГц) та суб-ТГц (0,1-1 ТГц). Досягнуто роздільної здатності менше ніж 0,26λ для суб-ГГц/ГГц діапазону частот та менше ніж 0,13λ для суб-ТГц діапазону частот при передаванні енергії ЕМ коливань від окремих незалежних джерел. Це, у свою чергу, дає змогу застосувати такі СПП у якості широкосмугових багатоканальних хвилеводів, а також залежно від діапазону частот – як медичні ендоскопи. Проведено оцінку хибно відновлених бітів растрового зображення, що передається через оптично довгий ЕСПП на основі розрахунку спектру значень BER, продемонструючи ефективність роботи при значеннях відношення сигнал/шум 15-20 дБ.

Проведено аналіз впливу радіуса провідників та періоду їх розташування на ЕМ властивості СПП. Це дало змогу здійснити модифікацію хвилеводного порту як джерела ЕМ хвиль з метою реалізації адаптивної антени. Шляхом комп'ютерного моделювання показано значення резонансів Фабрі-Перо вздовж частотної осі, які здатні змінюватися від 1,138 до 1,178 ГГц (зсув на 40 МГц) при зміні радіуса провідників від 0,01 до 1 мм, що відповідають значенню коефіцієнта заповнення металом від $3,14 \times 10^{-6}$ до $3,14 \times 10^{-2}$ для фіксованого значення періоду розміщення провідників $a = 10$ мм. Шляхом експериментальних досліджень показано можливість зсуву значення резонансної частоти від 1,02 до 1,062 ГГц, а також смуги робочих частот від 40 до 80 МГц на основі двох типів СПП: 17 на 7 (провідники діаметром $2r = 1,5$ мм та з періодом розташування $a = 6$ мм) та 27 на 13 (провідники діаметром $2r = 1$ мм та з періодом розташування $a = 10$ мм) металевих провідників, коефіцієнти заповнення металом яких, відповідно, становили 0,049 та 0,00785.

Запропоновано метод динамічного контролю ЕМ параметрів СПП із метою їх подальшого застосування у вимірювальних системах: а) через модифікацію точкового джерела ЕМ хвиль – детектування в зоні сильної близько-польової взаємодії; б) через оцінку ЕПР – детектування в зоні далеко-

польової взаємодії. Проведений комп'ютерний аналіз власних мод та коефіцієнта добротності залежно від рівня стискання/розтягнення СПП по осях x та y показав, що оптимальною є розмірність 4 на 4. Це в подальшому було використано для створення експериментального макету. Розроблення експериментального макету дозволило вирішити актуальне питання реалізації структур такого типу, що дозволяють стискання/розтягнення: а) вибору гнучкого діелектричного матеріалу, здатного розміщувати провідники ($\epsilon \approx 1$); б) конструювання тримачів для провідників, що забезпечують збереження сталої відстані між ними вздовж осі, яка не стискається. Як результат експериментальних досліджень, отримано можливість детектування рівня стискання/розтягнення із роздільною здатністю 0,002 λ , а середнє значення СКВ для стискання вздовж осей x та y склало 0,84 % і 0,5 % відповідно. Додатково проведено комп'ютерні моделювання та експериментальні дослідження для можливості віддаленого детектування рівня стискання/розтягнення СПП шляхом визначення ЕПР у діапазоні частот 2-12 ГГц, демонструючи перспективність такого підходу.

Отримані наукові та практичні результати в дисертаційній роботі відкривають ряд можливих застосувань СПП у сучасних технологіях, таких як багатоканальні широкосмугові хвилеводи та ендоскопи різних діапазонів частот; адаптивні антени для систем безпроводного зв'язку, що використовують стандарти LTE, LTE-A, 5G; радарні системи, де зазвичай вимагається 5-10 % смуги робочих частот від значення носійної частоти; системи детектування з високим рівнем чутливості тощо.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Kshetrimayum, R. S. (2005). A brief intro to metamaterials. *IEEE Potentials*, 23(5), 44–46. <https://doi.org/10.1109/mp.2005.1368916>
2. Smith, D. R., Pendry, J. B., & Wiltshire, M. C. K. (2004). Metamaterials and negative refractive index. *Science*, 305(5685), 788-792. <https://doi.org/10.1126/science.1096796>
3. Pendry, J. B. (2000). Negative refraction makes a perfect lens. *Physical Review Letters*, 85(18), 3966-3969. <https://doi.org/10.1103/PhysRevLett.85.3966>
4. Caloz, C., & Itoh, T. (2005). *Electromagnetic metamaterials: Transmission line theory and microwave applications*. Wiley-IEEE Press.
5. Engheta, N., & Ziolkowski, R. W. (2006). *Metamaterials: Physics and engineering explorations*. Wiley-IEEE Press.
6. Shalaev, V. M. (2007). Optical negative-index metamaterials. *Nature Photonics*, 1(1), 41-48. <https://doi.org/10.1038/nphoton.2006.49>
7. Liu, Y., & Zhang, X. (2011). Metamaterials: A new frontier of science and technology. *Chemical Society Reviews*, 40(5), 2494-2507. <https://doi.org/10.1039/C0CS00184H>
8. Tretyakov, S. (2003). *Analytical modeling in applied electromagnetics*. Artech House.
9. Capolino, F. (Ed.). (2009). *Theory and phenomena of metamaterials*. CRC Press.
10. Ziolkowski, R. W., & Kipple, A. D. (2003). Application of double negative materials to increase the power radiated by electrically small antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51(10), 2626-2640. <https://doi.org/10.1109/TAP.2003.817564>

11. Shelby, R. A., Smith, D. R., & Schultz, S. (2001). Experimental verification of a negative index of refraction. *Science*, 292(5514), 77-79. <https://doi.org/10.1126/science.1058847>
12. 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>
13. Pendry, J. B., Holden, A. J., Robbins, D. J., & Stewart, W. J. (1999). Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47(11), 2075-2084. <https://doi.org/10.1109/22.798002>
14. Pendry, J. B., Holden, A. J., Robbins, D. J., & Stewart, W. J. (1996). Low frequency plasmons in thin-wire structures. *Journal of Physics: Condensed Matter*, 10(22), 4785-4809. <https://doi.org/10.1088/0953-8984/10/22/007>
15. Ziolkowski, R. W., & Metaxas, A. C. (2001). Metamaterial-inspired structures and concepts. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51(10), 2619-2625. <https://doi.org/10.1109/TAP.2003.817563>
16. Soukoulis, C. M., Linden, S., & Wegener, M. (2007). Negative refractive index at optical wavelengths. *Science*, 315(5808), 47-49. <https://doi.org/10.1126/science.1136481>
17. Shalaev, V. M., Cai, W., Chettiar, U. K., Yuan, H. K., Sarychev, A. K., Drachev, V. P., & Kildishev, A. V. (2005). Negative index of refraction in optical metamaterials. *Optics Letters*, 30(24), 3356-3358. <https://doi.org/10.1364/OL.30.003356>
18. Linden, S., Enkrich, C., Wegener, M., Zhou, J., Koschny, T., & Soukoulis, C. M. (2004). Magnetic response of metamaterials at 100 terahertz. *Science*, 306(5700), 1351-1353. <https://doi.org/10.1126/science.1103155>

19. Grbic, A., & Eleftheriades, G. V. (2004). Overcoming the diffraction limit with a planar left-handed transmission-line lens. *Physical Review Letters*, 92(11), 117403. <https://doi.org/10.1103/PhysRevLett.92.117403>
20. Eleftheriades, G. V., Iyer, A. K., & Kremer, P. C. (2002). Planar negative refractive index media using periodically L-C loaded transmission lines. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 50(12), 2702-2712. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2002.805197>
21. Grigorenko, A. N., Geim, A. K., Gleeson, H. F., Zhang, Y., Firsov, A. A., Khrushchev, I. Y., & Petrovic, J. (2005). Nanofabricated media with negative permeability at visible frequencies. *Nature*, 438(7066), 335-338. <https://doi.org/10.1038/nature04254>
22. Chen, H. T., Padilla, W. J., Zide, J. M. O., Gossard, A. C., Taylor, A. J., & Averitt, R. D. (2006). Active terahertz metamaterial devices. *Nature*, 444(7119), 597-600. <https://doi.org/10.1038/nature05343>
23. Cai, W., Chettiar, U. K., Kildishev, A. V., & Shalaev, V. M. (2007). Optical cloaking with metamaterials. *Nature Photonics*, 1(4), 224-227. <https://doi.org/10.1038/nphoton.2007.28>
24. Markoš, P., & Soukoulis, C. M. (2002). Transmission properties and effective electromagnetic parameters of double negative metamaterials. *Optics Express*, 11(7), 649-661. <https://doi.org/10.1364/OE.11.000649>
25. Zheludev, N. I., & Kivshar, Y. S. (2012). From metamaterials to metadevices. *Nature Materials*, 11(11), 917-924. <https://doi.org/10.1038/nmat3431>
26. Boltasseva, A., & Atwater, H. A. (2011). Low-loss plasmonic metamaterials. *Science*, 331(6015), 290-291. <https://doi.org/10.1126/science.1198258>
27. Soukoulis, C. M., & Wegener, M. (2011). Past achievements and future challenges in the development of three-dimensional photonic metamaterials. *Nature Photonics*, 5(9), 523-530. <https://doi.org/10.1038/nphoton.2011.154>

28. Hess, O., Pendry, J. B., Maier, S. A., Oulton, R. F., Hamm, J. M., & Tsakmakidis, K. L. (2012). Active nanoplasmonic metamaterials. *Nature Materials*, 11(7), 573-584. <https://doi.org/10.1038/nmat3356>
29. Fang, N., Lee, H., Sun, C., & Zhang, X. (2005). Sub-diffraction-limited optical imaging with a silver superlens. *Science*, 308(5721), 534-537. <https://doi.org/10.1126/science.1108759>
30. Liu, Z., Lee, H., Xiong, Y., Sun, C., & Zhang, X. (2007). Far-field optical hyperlens magnifying sub-diffraction-limited objects. *Science*, 315(5819), 1686. <https://doi.org/10.1126/science.1136794>
31. Smolyaninov, I. I., Hung, Y. J., & Davis, C. C. (2007). Magnifying superlens in the visible frequency range. *Science*, 315(5819), 1699-1701. <https://doi.org/10.1126/science.1137488>
32. Smith, D. R., & Schurig, D. (2015). Electromagnetic metamaterials: Transmission line theory and microwave applications. *Wiley-IEEE Press*.
33. Ramakrishna, S. A. (2005). Physics of negative refractive index materials. *Reports on Progress in Physics*, 68(2), 449-521. <https://doi.org/10.1088/0034-4885/68/2/R06>
34. Sinha, R., Choubey, A., Barde, C., Kumar, S., & Ranjan, P. (2020). A compact wideband metamaterial absorber for various application of ku band. *SSRN Electronic Journal*. <https://doi.org/10.2139/ssrn.3573495>
35. Contractor, R., D'Aguanno, G., & Menyuk, C. (2018). Ultra-broadband, polarization-independent, wide-angle absorption in impedance-matched metamaterials with anti-reflective moth-eye surfaces. *Optics Express*, 26(18), 24031–24043. <https://doi.org/10.1364/OE.26.024031>
36. Garg, P., & Jain, P. (2023). A review of metamaterial absorbers and their application in sensors and radar cross-section reduction. *Microwave and Optical Technology Letters*, 65(2), 387–411. <https://doi.org/10.1002/mop.33496>

37. Valipour, A., Kargozarfard, M. H., Rakhshi, M., Yaghootian, A., & Sedighi, H. M. (2022). Metamaterials and their applications: An overview. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers Part L Journal of Materials Design and Applications*, 236(11), 2171–2210. <https://doi.org/10.1177/1464420721995858>
38. Wang, B.-X., Xu, C., Duan, G., Xu, W., & Pi, F. (2023). Review of broadband metamaterial absorbers: From principles, design strategies, and tunable properties to functional applications. *Advanced Functional Materials*, 2213818. <https://doi.org/10.1002/adfm.202213818>
39. Ogawa, S., & Kimata, M. (2018). Metal-insulator-metal-based plasmonic metamaterial absorbers at visible and infrared wavelengths: A review. *Materials*, 11(3), 458. <https://doi.org/10.3390/ma11030458>
40. Bilotti, F., Toscano, A., & Vegni, L. (2007). Design of spiral and multiple split-ring resonators for the realization of miniaturized metamaterial samples. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 55(8), 2258–2267. <https://doi.org/10.1109/TAP.2007.901871>
41. Hossain, K., Sabapathy, T., Jusoh, M., Soh, P. J., Jamaluddin, M. H., Al-Bawri, S. S., Osman, M. N., Ahmad, R. B., Rahim, H. A., Mohd Yasin, M. N., & Saluja, N. (2021). Electrically tunable left-handed textile metamaterial for microwave applications. *Materials*, 14(5), 1274. <https://doi.org/10.3390/ma14051274>
42. Tang, W., Chen, J., & Cui, T. J. (2021). Metamaterial lenses and their applications at microwave frequencies. *Advanced Photonics Research*, 2(10), 2100001. <https://doi.org/10.1002/adpr.202100001>
43. Amemiya, T., Kanazawa, T., Yamasaki, S., & Arai, S. (2017). Metamaterial waveguide devices for integrated optics. *Materials*, 10(9), 1037. <https://doi.org/10.3390/ma10091037>

44. Simovski, C. R., & Tretyakov, S. A. (2007). On effective electromagnetic parameters of artificial nanostructured magnetic materials. *Journal of Applied Physics*, 101(8), 083912. <https://doi.org/10.1063/1.2717564>
45. Hu, H., Ji, D., Zeng, X., Liu, K., & Gan, Q. (2013). Rainbow trapping in hyperbolic metamaterial waveguide. *Scientific Reports*, 3(1), 1249. <https://doi.org/10.1038/srep01249>
46. Kildal, P.-S., Alfonso, E., Valero-Nogueira, A., & Rajo-Iglesias, E. (2009). Local metamaterial-based waveguides in gaps between parallel metal plates. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 8, 84–87. <https://doi.org/10.1109/lawp.2008.2011147>
47. Xiao, S., Wang, T., Liu, T., Zhou, C., Jiang, X., & Zhang, J. (2020). Active metamaterials and metadevices: a review. *Journal of Physics D: Applied Physics*. <https://doi.org/10.1088/1361-6463/abaced>
48. Turpin, J. P., Bossard, J. A., Morgan, K. L., Werner, D. H., & Werner, P. L. (2014). Reconfigurable and tunable metamaterials: A review of the theory and applications. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2014, 1–18. <https://doi.org/10.1155/2014/429837>
49. Garg, P., & Jain, P. (2023). A review of metamaterial absorbers and their application in sensors and radar cross-section reduction. *Microwave and Optical Technology Letters*, 65(2), 387–411. <https://doi.org/10.1002/mop.33496>
50. Wang, B.-X., Xu, C., Duan, G., Xu, W., & Pi, F. (2023). Review of broadband metamaterial absorbers: From principles, design strategies, and tunable properties to functional applications. *Advanced Functional Materials*, 2213818. <https://doi.org/10.1002/adfm.202213818>
51. Zheng, S., Porter, R., & Greaves, D. (2020). Wave scattering by an array of metamaterial cylinders. *Journal of Fluid Mechanics*, 903(A50). <https://doi.org/10.1017/jfm.2020.660>

52. Du, C., Zhou, D., Guo, H.-H., Pang, Y.-Q., Shi, H.-Y., Liu, W.-F., Singh, C., Trukhanov, S., Trukhanov, A., & Xu, Z. (2021). Active control scattering manipulation for realization of switchable EIT-like response metamaterial. *Optics Communications*, 483(126664), 126664. <https://doi.org/10.1016/j.optcom.2020.126664>
53. M. El-kenawy, E.-S., Ibrahim, A., Mirjalili, S., Zhang, Y.-D., Elnazer, S., & M. Zaki, R. (2022). Optimized ensemble algorithm for predicting metamaterial antenna parameters. *Computers, Materials & Continua*, 71(3), 4989–5003. <https://doi.org/10.32604/cmc.2022.023884>
54. Milias, C., Andersen, R. B., Lazaridis, P. I., Zaharis, Z. D., Muhammad, B., Kristensen, J. T. B., Mihovska, A., & Hermansen, D. D. S. (2021). Metamaterial-inspired antennas: A review of the state of the art and future design challenges. *IEEE Access: Practical Innovations, Open Solutions*, 9, 89846–89865. <https://doi.org/10.1109/access.2021.3091479>
55. Geetharamani, G., & Aathmanesan, T. (2020). Design of metamaterial antenna for 2.4 GHz WiFi applications. *Wireless Personal Communications*, 113(4), 2289–2300. <https://doi.org/10.1007/s11277-020-07324-z>
56. Xu, J., Cao, J., Guo, M., Yang, S., Yao, H., Lei, M., Hao, Y., & Bi, K. (2021). Metamaterial mechanical antenna for very low frequency wireless communication. *Advanced Composites and Hybrid Materials*, 4(3), 761–767. <https://doi.org/10.1007/s42114-021-00278-1>
57. Goulas, A., Whittaker, T., Chi-Tangyie, G., Reaney, I. M., Engström, D., Whittow, W., & Vaidhyathan, B. (2023). Multi-material additive manufacture and microwave-assisted sintering of a metal/ceramic metamaterial antenna structure. *Applied Materials Today*, 33(101878), 101878. <https://doi.org/10.1016/j.apmt.2023.101878>

58. Fan, G., Sun, K., Hou, Q., Wang, Z., Liu, Y., & Fan, R. (2021). Epsilon-negative media from the viewpoint of materials science. *EPJ Applied Metamaterials*, 8, 11. <https://doi.org/10.1051/epjam/2021005>
59. Weldon, T. P., Adams, R. S., & Mulagada, R. K. (2011). A novel unit cell and analysis for epsilon negative metamaterial. *2011 Proceedings of IEEE Southeastcon*.
60. Rotman, W. (1962). Plasma simulation by artificial dielectrics and parallel-plate media. *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, 10(1), 82–95. <https://doi.org/10.1109/tap.1962.1137809>
61. Sabah, C., & Urbani, F. (2013). Experimental analysis of Λ -shaped magnetic resonator for mu-negative metamaterials. *Optics Communications*, 294, 409–413. <https://doi.org/10.1016/j.optcom.2012.12.071>
62. Gay-Balmaz, P., & Martin, O. J. F. (2002). Electromagnetic resonances in individual and coupled split-ring resonators. *Journal of Applied Physics*, 92(5), 2929–2936. <https://doi.org/10.1063/1.1497452>
63. Movchan, A. B., & Guenneau, S. (2004). Split-ring resonators and localized modes. *Physical Review. B, Condensed Matter and Materials Physics*, 70(12). <https://doi.org/10.1103/physrevb.70.125116>
64. Liu, P., Li, Z., Fu, W., Yin, J., Qiu, X., & Ye, T. (2022). Complementary split-ring resonators in microwave filters: A review and focus on structural progress. *IEEE Microwave Magazine*, 23(9), 70–84. <https://doi.org/10.1109/mmm.2022.3180511>
65. Liu, Z., Zhang, J., Lei, X., Gao, J., Xu, Z., & Li, T. (2023). Negative group delay metamaterials based on split-ring resonators and their application. *Electronics*, 12(4), 1064. <https://doi.org/10.3390/electronics12041064>
66. Ziolkowski, R. W. (2003). Design, fabrication, and testing of double negative metamaterials. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51(7), 1516–1529. <https://doi.org/10.1109/tap.2003.813622>

67. Markos, P., & Soukoulis, C. (2003). Transmission properties and effective electromagnetic parameters of double negative metamaterials. *Optics Express*, 11(7), 649–661. <https://doi.org/10.1364/oe.11.000649>
68. Eleftheriades, G. V., & Balmain, K. G. (2005). *Negative-Refractive Metamaterials: Fundamental principles and applications*. John Wiley & Sons.
69. Pinchuk, A. O., & Schatz, G. C. (2007). Metamaterials with gradient negative index of refraction. *Journal of the Optical Society of America. A, Optics, Image Science, and Vision*, 24(10), A39-44. <https://doi.org/10.1364/josaa.24.000a39>
70. Jan Krzysztofik, W., & Nghia Cao, T. (2019). Metamaterials in application to improve antenna parameters. In *Metamaterials and Metasurfaces*. IntechOpen. <https://doi.org/10.5772/intechopen.80636>
71. Shelby, R. A., Smith, D. R., Nemat-Nasser, S. C., & Schultz, S. (2001). Microwave transmission through a two-dimensional, isotropic, left-handed metamaterial. *Applied Physics Letters*, 78(4), 489–491. <https://doi.org/10.1063/1.1343489>
72. Vallecchi, A., Capolino, F., & Schuchinsky, A. G. (2009). 2-D isotropic effective negative refractive index metamaterial in planar technology. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters: A Publication of the IEEE Microwave Theory and Techniques Society*, 19(5), 269–271. <https://doi.org/10.1109/lmwc.2009.2017585>
73. Cui, T. J., Smith, D., & Liu, R. (Eds.). (2009). *Metamaterials: Theory, Design, and Applications* (2010th ed.). Springer.
74. Hrabar, S. (2008). Application of wire media in antenna technology. In *Metamaterials and Plasmonics: Fundamentals, Modelling, Applications* (pp. 139–151). Springer Netherlands.
75. Kosulnikov, S. Wire media for broadband enhancement of radiation and power transfer. *Doctoral thesis (article-based)*. Aalto.Fi. Retrieved April 12,

- 2025, from <https://aaltodoc.aalto.fi/items/41d08dae-892f-4fd2-af38-bd80cf90b952>
76. Tomaz, A., Barroso, J. J., & Hasar, U. C. (2015). Side lobe reduction in an X-band horn antenna loaded by a wire medium. *Journal of Aerospace Technology and Management*, 7(3), 307–313. <https://doi.org/10.5028/jatm.v7i3.468>
 77. Abdelgwad, A. H., & Said, T. M. (2019). High performance microstrip monopole antenna with loaded metamaterial wire medium superstrate. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 29(5), e21557. <https://doi.org/10.1002/mmce.21557>
 78. Pires, E. S., Fontgalland, G., Melo, M. A. B., Valle, R. R. M., & Barbin, S. E. (2013). Metamaterial-inspired wire antennas. *IEEE Transactions on Magnetics*, 49(5), 1893–1896. <https://doi.org/10.1109/tmag.2013.2245640>
 79. Nefedov, I. S., Tarot, A.-C., & Mahdjoubi, K. (2007). Wire media - ferrite substrate for patch antenna miniaturization. *2007 International Workshop on Antenna Technology: Small and Smart Antennas Metamaterials and Applications*.
 80. Tomaz, A., Barroso, J. J., Castro, P. J., & Faro Orlando, A. J. (2013). Experimental investigation on the radiation pattern of a horn antenna loaded by a wire medium. *2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*.
 81. Zhou, R., Zhang, H., & Xin, H. (2010). Metallic wire array as low-effective index of refraction medium for directive antenna application. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 58(1), 79–87. <https://doi.org/10.1109/tap.2009.2036282>
 82. Політанський, Л., Вовчук, Д., Галюк, С., Хобзей, М., & Робулець, П. (2020). Застосування провідникових метаструктур у радіотехнічних засобах для передавання та випромінювання ЕМ хвиль (огляд). *Вісник*

- Вінницького політехнічного інституту, (3), 102–110.
<https://doi.org/10.31649/1997-9266-2020-150-3-102-110>
83. Khobzei, M., Vovchuk, D., & Michalska, M. (2018). Overview of applications of wire medium in radio engineering means. *Informatyka Automatyka Pomiaru w Gospodarce i Ochronie Środowiska*, 8(4), 32–35.
<https://doi.org/10.5604/01.3001.0012.8023>
84. Alvarez-Perez, J. L. (2023). Scattering of a plane wave from a wire grid parallel to the interface between two media. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 71(2), 1725–1735.
<https://doi.org/10.1109/tap.2022.3217948>
85. Gupta, J., Das, P., Bhattacharjee, R., & Sikdar, D. (2023). Resonating sub-wavelength metallic wires based pads for boosting signal-to-noise ratio of birdcage head coils at 1.5T MRI. *Results in Physics*, 53(106972), 106972.
<https://doi.org/10.1016/j.rinp.2023.106972>
86. Papantonis, S., Ridler, N. M., & Lucyszyn, S. (2014). Rectangular waveguide enabling technology using holey surfaces and wire media metamaterials. *Sensors and Actuators. A, Physical*, 209, 1–8.
<https://doi.org/10.1016/j.sna.2014.01.005>
87. Simovski, C., Maslovski, S., Nefedov, I., & Tretyakov, S. (2013). Optimization of radiative heat transfer in hyperbolic metamaterials for thermophotovoltaic applications. *Optics Express*, 21(12), 14988–15013.
<https://doi.org/10.1364/OE.21.014988>
88. Mirmoosa, M., & Simovski, C. (2015). Micro-gap thermophotovoltaic generator enhanced by a wire metamaterial. *2015 9th International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics (METAMATERIALS)*.
89. Mirmoosa, M. S., & Simovski, C. (2015). Micron-gap thermophotovoltaic systems enhanced by nanowires. *Photonics and Nanostructures*:

90. Вовчук, Д., Галюк, С., & Політанський, Л. (2019). Спектральні характеристики сигналів, що передаються через провідникову метаструктуру. *Вісник Хмельницького національного університету*, 4(275), 141–146. <https://www.doi.org/10.31891/2307-5732-2019-275-4-141-146>
91. Vovchuk, D., Haliuk, S., & Politansky, L. (2018). Distortionless signals transfer through a wire media metastructure. *Informatyka Automatyka Pomiaru w Gospodarce i Ochronie Środowiska*, 8(1), 44–47. <https://doi.org/10.5604/01.3001.0010.8646>
92. Belov, P. A., Hao, Y., & Sudhakaran, S. (2006). Subwavelength microwave imaging using an array of parallel conducting wires as a lens. *Physical Review. B, Condensed Matter and Materials Physics*, 73(3). <https://doi.org/10.1103/physrevb.73.033108>
93. Arman Hossain, S. M., Hossain, M. S., & Rahman, M. I. (2019). Sub diffraction imaging using wire array metamaterial. *2019 3rd International Conference on Electrical, Computer & Telecommunication Engineering (ICECTE)*. <https://doi.org/10.1109/ICECTE48615.2019.9303553>
94. Atakaramians, S., Stefani, A., Li, H., Habib, M. S., Hayashi, J. G., Tuniz, A., Tang, X., Anthony, J., Lwin, R., Argyros, A., Fleming, S. C., & Kuhlmeier, B. T. (2017). Fiber-drawn metamaterial for THz waveguiding and imaging. *Journal of Infrared, Millimeter and Terahertz Waves*, 38(9), 1162–1178. <https://doi.org/10.1007/s10762-017-0383-0>
95. Ikonen, P., Simovski, C., Tretyakov, S., Belov, P., & Hao, Y. (2007). Magnification of subwavelength field distributions at microwave frequencies using a wire medium slab operating in the canalization regime. *Applied Physics Letters*, 91(10), 104102. <https://doi.org/10.1063/1.2767996>

96. Latioui, H., & Silveirinha, M. G. (2016). Near-field transport by a bent multi-wire endoscope. *Journal of Applied Physics*, 120(6), 063103. <https://doi.org/10.1063/1.4960346>
97. Shvets, G., Trendafilov, S., Pendry, J. B., & Sarychev, A. (2007). Guiding, focusing, and sensing on the subwavelength scale using metallic wire arrays. *Physical Review Letters*, 99(5), 053903. <https://doi.org/10.1103/PhysRevLett.99.053903>
98. Radu, X., Garray, D., & Craeye, C. (2009). Toward a wire medium endoscope for MRI imaging. *Metamaterials*, 3(2), 90–99. <https://doi.org/10.1016/j.metmat.2009.07.005>
99. 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)*. <https://doi.org/10.1109/TCSET55632.2022.9766870>
100. Kingslake, R., & Johnson, R. B. (2010). *Lens Design Fundamentals* (2nd ed.). Academic Press.
101. Belov, P. A., Palikaras, G. K., Zhao, Y., Rahman, A., Simovski, C. R., Hao, Y., & Parini, C. (2010). Experimental demonstration of multiwire endoscopes capable of manipulating near-fields with subwavelength resolution. *Applied Physics Letters*, 97(19), 191905. <https://doi.org/10.1063/1.3516161>
102. Silveirinha, M. G., Belov, P. A., & Simovski, C. R. (2008). Ultimate limit of resolution of subwavelength imaging devices formed by metallic rods. *Optics Letters*, 33(15), 1726–1728. <https://doi.org/10.1364/ol.33.001726>

103. Andryieuski, A., Lavrinenko, A. V., & Chigrin, D. N. (2012). Graphene hyperlens for terahertz radiation. *Physical Review. B, Condensed Matter and Materials Physics*, 86(12). <https://doi.org/10.1103/physrevb.86.121108>
104. Casse, B. D. F., Lu, W. T., Huang, Y. J., Gultepe, E., Menon, L., & Sridhar, S. (2010). Super-resolution imaging using a three-dimensional metamaterials nanolens. *Applied Physics Letters*, 96(2), 023114. <https://doi.org/10.1063/1.3291677>
105. Habib, M. S., Tuniz, A., Kaltenecker, K. J., Chateiller, Q., Perrin, I., Atakaramians, S., Fleming, S. C., Argyros, A., & Kuhlmeier, B. T. (2016). Removing image artefacts in wire array metamaterials. *Optics Express*, 24(16), 17989–18002. <https://doi.org/10.1364/OE.24.017989>
106. Ono, A., Kato, J.-I., & Kawata, S. (2005). Subwavelength optical imaging through a metallic nanorod array. *Physical Review Letters*, 95(26), 267407. <https://doi.org/10.1103/PhysRevLett.95.267407>
107. Rahman, A. (2011). Subwavelength optical imaging with an array of silver nanorods. *Journal of Nanophotonics*, 5(1), 051601. <https://doi.org/10.1117/1.3577703>
108. Kawata, S., Ono, A., & Verma, P. (2008). Subwavelength colour imaging with a metallic nanolens. *Nature Photonics*, 2(7), 438–442. <https://doi.org/10.1038/nphoton.2008.103>
109. Nefedov, I. S., & Simovski, C. R. (2011). Giant radiation heat transfer through micron gaps. *Physical Review. B, Condensed Matter and Materials Physics*, 84(19). <https://doi.org/10.1103/physrevb.84.195459>
110. Tuniz, A., Kaltenecker, K. J., Fischer, B. M., Walther, M., Fleming, S. C., Argyros, A., & Kuhlmeier, B. T. (2013). Metamaterial fibres for subdiffraction imaging and focusing at terahertz frequencies over optically long distances. *Nature Communications*, 4(1), 2706. <https://doi.org/10.1038/ncomms3706>

111. Padilla, W. J., & Averitt, R. D. (2021). Imaging with metamaterials. *Nature Reviews. Physics*, 4(2), 85–100. <https://doi.org/10.1038/s42254-021-00394-3>
112. Robulets, P., Vovchuk, D., Khobzei, M., Derevesnikova, Y., Apostolyuk, M., & Politanskyi, L. (2020). Multiple harmonic signal transfer using wire media structure. *2020 IEEE 15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*, 1–4. <https://doi.org/10.1109/TCSET49122.2020.235408>
113. Khobzei, M., & Andriichuk, K. (2021). Radiation of electromagnetic waves through a wire media structure with variable constructive parameters. *XV International Scientific and Practical Conference “Trends in the development of science and practice”*, 322–323. <https://eu-conf.com/wp-content/uploads/2021/12/TRENDS-IN-THE-DEVELOPMENT-OF-SCIENCE-AND-PRACTICE.pdf>
114. Vovchuk, D., Khobzei, M., Apostoliuk, M., Tkach, V., & Simovski, C. (2023). Broadband transfer of binary images via optically long wire media. *Nanophotonics*, 12(14), 2797–2807. <https://doi.org/10.1515/nanoph-2022-0538>
115. Khobzei, M., Vovchuk, D., Apostoliuk, M., Tkach, V., & Simovski, C. (2022). Optically Long Broadband Digital Endoscope. *2022 Sixteenth International Congress on Artificial Materials for Novel Wave Phenomena (Metamaterials)*, 1–4. <https://doi.org/10.1109/Metamaterials54993.2022.9920839>
116. Хобзей, М., Ткач, В., Еліяшів, О., Хавруняк, М., & Вовчук, Д. (2023). Широкопasmове передавання зображень через структуру із паралельних провідників. *II Міжнародна науково-практична конференція «Молодіжна наука заради миру та розвитку»*, 425–428. <https://archer.chnu.edu.ua/xmlui/handle/123456789/8523>

117. Unser, M., Aldroubi, A., & Eden, M. (1993). B-spline signal processing. I. Theory. *IEEE Transactions on Signal Processing: A Publication of the IEEE Signal Processing Society*, 41(2), 821–833. <https://doi.org/10.1109/78.193220>
118. Hagan, P. S., & West, G. (2006). Interpolation Methods for Curve Construction. *Applied Mathematical Finance*, 13(2), 89–129. <https://doi.org/10.1080/13504860500396032>
119. Otsu, N. (1979). A threshold selection method from gray-level histograms. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, 9(1), 62–66. <https://doi.org/10.1109/tsmc.1979.4310076>
120. Khan, F. U., Moreno-Oyervides, A., Bonilla-Manrique, O. E., & Martín-Mateos, P. (2023). Sub-GHz optical resolution mid-infrared hyperspectral imaging with dual-comb. *Optics and Lasers in Engineering*, 170(107799), 107799. <https://doi.org/10.1016/j.optlaseng.2023.107799>
121. Kumar, S., Moloudian, G., Simorangkir, R. B. V. B., Gawade, D. R., O'Flynn, B., & Buckley, J. L. (2024). Sub-GHz wrist-worn antennas for wireless sensing applications: A review. *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*, 1–1. <https://doi.org/10.1109/ojap.2024.3397193>
122. Fedeli, A., Estatico, C., Pastorino, M., & Randazzo, A. (2020). Microwave detection of brain injuries by means of a hybrid imaging method. *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*, 1, 513–523. <https://doi.org/10.1109/ojap.2020.3024276>
123. Khobzei, M. (2024). Sub-GHz Broadband Multi-channel Waveguiding Based on Subwavelength Wire Media. *Security of Infocommunication Systems and Internet of Things*, 2(1), 01010. <https://doi.org/10.31861/sisiot2024.1.01010>
124. Koul, S. K., & Kaurav, P. (2022). *Sub-terahertz sensing technology for biomedical applications*. Springer Nature Singapore. <https://doi.org/10.1007/978-981-19-3140-6>

125. Poola, P. K., Krasnikov, I., & Seteikin, A. (2020). Waveguides for Terahertz Endoscopy. In *Terahertz Biomedical and Healthcare Technologies*. Elsevier. <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-818556-8.00012-4>
126. Chen, H., Han, J., Ma, S., Li, X., Qiu, T., & Chen, X. (2022). Clinical diagnosis of gastric cancer by high-sensitivity THz fiber-based fast-scanning near-field imaging. *Cancers*, 14(16), 3932. <https://doi.org/10.3390/cancers14163932>
127. Li, K., Yuasa, R., Utaki, R., Sun, M., Tokumoto, Y., Suzuki, D., & Kawano, Y. (2021). Robot-assisted, source-camera-coupled multi-view broadband imagers for ubiquitous sensing platform. *Nature Communications*, 12(1), 3009. <https://doi.org/10.1038/s41467-021-23089-w>
128. Sohoo, A. A., Seman, F. C., Al-Gburi, A. J. A., Ahmad, H., Khee, Y. S., Ishak, N. S. B., Alghamdi, T. A. H., & Alathbah, M. (2023). Exploiting surface plasmon with dielectric coating in copper wires waveguide for the propagation of terahertz waves. *Coatings*, 13(11), 1857. <https://doi.org/10.3390/coatings13111857>
129. Danciu, M., Alexa-Stratulat, T., Stefanescu, C., Dodi, G., Tamba, B. I., Mihai, C. T., Stanciu, G. D., Luca, A., Spiridon, I. A., Ungureanu, L. B., Ianole, V., Ciortescu, I., Mihai, C., Stefanescu, G., Chirilă, I., Ciobanu, R., & Drug, V. L. (2019). Terahertz spectroscopy and imaging: A cutting-edge method for diagnosing digestive cancers. *Materials*, 12(9), 1519. <https://doi.org/10.3390/ma12091519>
130. Helal, S., Sareddeen, H., Dahrouj, H., Al-Naffouri, T. Y., & Alouini, M.-S. (2022). Signal processing and machine learning techniques for terahertz sensing: An overview. *IEEE Signal Processing Magazine*, 39(5), 42–62. <https://doi.org/10.1109/msp.2022.3183808>
131. Sareddeen, H., Alouini, M.-S., & Al-Naffouri, T. Y. (2021). An overview of signal processing techniques for terahertz communications. *Proceedings*

- of the IEEE. *Institute of Electrical and Electronics Engineers*, 109(10), 1628–1665. <https://doi.org/10.1109/jproc.2021.3100811>
132. Stantchev, R. I., Yu, X., Blu, T., & Pickwell-MacPherson, E. (2020). Real-time terahertz imaging with a single-pixel detector. *Nature Communications*, 11(1), 2535. <https://doi.org/10.1038/s41467-020-16370-x>
 133. Valušis, G., Lisauskas, A., Yuan, H., Knap, W., & Roskos, H. G. (2021). Roadmap of terahertz imaging 2021. *Sensors (Basel, Switzerland)*, 21(12), 4092. <https://doi.org/10.3390/s21124092>
 134. Vovchuk, D., Haliuk, S., & Politanskyy, L. (2018). Distortionless signals transfer through a wire media metastructure. *Informatyka Automatyka Pomiaru w Gospodarce i Ochronie Środowiska*, 8(1), 44–47. <https://doi.org/10.5604/01.3001.0010.8646>
 135. Kaltenecker, K. J., Tuniz, A., Fleming, S. C., Argyros, A., Kuhlmeier, B. T., Walther, M., & Fischer, B. M. (2016). Ultrabroadband perfect imaging in terahertz wire media using single-cycle pulses. *Optica*, 3(5), 458. <https://doi.org/10.1364/optica.3.000458>
 136. Jacob, Z., Smolyaninov, I. I., & Narimanov, E. E. (2012). Broadband Purcell effect: Radiative decay engineering with metamaterials. *Applied Physics Letters*, 100(18), 181105. <https://doi.org/10.1063/1.4710548>
 137. Gric, T., & Rafailov, E. (2020). Enhancement of the Purcell effect by the wire metamaterials formed by the hexagonal unit cells. *Applied Sciences (Basel, Switzerland)*, 10(16), 5687. <https://doi.org/10.3390/app10165687>
 138. Stanfield, L. D., Powell, A. W., Horsley, S. A. R., Sambles, J. R., & Hibbins, A. P. (2023). Microwave demonstration of Purcell effect enhanced radiation efficiency. *Scientific Reports*, 13(1), 5065. <https://doi.org/10.1038/s41598-023-32066-w>
 139. Doleman, H. M., Verhagen, E., & Koenderink, A. F. (2016). Antenna–cavity hybrids: Matching polar opposites for Purcell enhancements at any

- linewidth. *ACS Photonics*, 3(10), 1943–1951.
<https://doi.org/10.1021/acsp Photonics.6b00453>
140. 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>
 141. Miano, G., & Maffucci, A. (2014). *Transmission lines and lumped circuits: Fundamentals and applications*. Academic Press.
 142. Політанський, Л., Вовчук, Д., Хобзей, М., Хавруняк, М., & Андрійчук, К. (2020). Випромінювання електромагнітних хвиль через структуру із паралельних провідників зі змінними конструктивними параметрами. *X Міжнародна науково-практична конференція «Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіотехніки, телекомунікацій та інформаційних технологій»*, 44–46. [Посилання на публікацію](#)
 143. Khobzei, M., Apostolyuk, M., & Vovchuk, D. (2018). Model of antenna modified by regular wire media for control of its main characteristics. *International Youth Science Forum “Litteris et Artibus”*, 34–35. <https://doi.org/10.23939/lea2018.01.034>
 144. Vovchuk, D., Haliuk, S., Khobzei, M., & Robulets, P. (2018). Simple princeples of antennas modification based on metamaterials (survey). *2018 International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T)*), 277–280.
<https://doi.org/10.1109/INFOCOMMST.2018.8632059>
 145. Vovchuk, D., Khobzei, M., & Zhadan, I. (2018). Properties of antennas modified by wire media. *2018 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo)*, 1–4.
<https://doi.org/10.1109/UkrMiCo43733.2018.9047582>
 146. (N.d.). Nist.gov. Retrieved November 29, 2024, from https://nvlpubs.nist.gov/nistpubs/bulletin/08/nbsbulletinv8n1p1_A2b.pdf

147. Lechner, K. (2018). *Classical electrodynamics: A modern perspective* (1st ed.). Springer International Publishing.
148. Tretyakov, S. A. (2017). A personal view on the origins and developments of the metamaterial concept. *Journal of Optics* (2010), 19(1), 013002. <https://doi.org/10.1088/2040-8986/19/1/013002>
149. List of low-loss ceramic dielectric materials and their properties. (2017). In *Microwave Materials and Applications 2V Set* (pp. 715–927). John Wiley & Sons, Ltd.
150. Pacheco-Peña, V., & Engheta, N. (2020). Effective medium concept in temporal metamaterials. *Nanophotonics*, 9(2), 379–391. <https://doi.org/10.1515/nanoph-2019-0305>
151. Vázquez-Lozano, J. E., & Liberal, I. (2023). Incandescent temporal metamaterials. *Nature Communications*, 14(1), 4606. <https://doi.org/10.1038/s41467-023-40281-2>
152. Yuan, L., & Fan, S. (2022). Temporal modulation brings metamaterials into new era. *Light, Science & Applications*, 11(1), 173. <https://doi.org/10.1038/s41377-022-00870-0>
153. Dutta, M., Ghosh, T., & Biswas, K. (2020). Electronic structure modulation strategies in high-performance thermoelectrics. *APL Materials*, 8(4), 040910. <https://doi.org/10.1063/5.0002129>
154. Elahi, M., Khaliji, K., Tabatabaei, S. M., Pourfath, M., & Asgari, R. (2015). Modulation of electronic and mechanical properties of phosphorene through strain. *Physical Review. B, Condensed Matter and Materials Physics*, 91(11). <https://doi.org/10.1103/physrevb.91.115412>
155. Sugino, C., Ruzzene, M., & Erturk, A. (2020). Nonreciprocal piezoelectric metamaterial framework and circuit strategies. *Physical Review. B*, 102(1). <https://doi.org/10.1103/physrevb.102.014304>
156. Ptitsyn, G., Lamprianidis, A., Karamanos, T., Asadchy, V., Alaei, R., Müller, M., Albooyeh, M., Mirmoosa, M. S., Fan, S., Tretyakov, S., &

- Rockstuhl, C. (2023). Floquet–Mie theory for time-varying dispersive spheres. *Laser & Photonics Reviews*, 17(3), 2100683. <https://doi.org/10.1002/lpor.202100683>
157. Wang, X., Mirmoosa, M. S., Asadchy, V. S., Rockstuhl, C., Fan, S., & Tretyakov, S. A. (2023). Metasurface-based realization of photonic time crystals. *Science Advances*, 9(14), eadg7541. <https://doi.org/10.1126/sciadv.adg7541>
 158. Caloz, C., Deck-Léger, Z.-L., Bahrami, A., Vicente, O. C., & Li, Z. (2023). Generalized Space-Time Engineered Modulation (GSTEM) Metamaterials: A global and extended perspective. *IEEE Antennas & Propagation Magazine*, 65(4), 50–60. <https://doi.org/10.1109/map.2022.3216773>
 159. Ramaccia, D., Sounas, D. L., Alù, A., Toscano, A., & Bilotti, F. (2017). Doppler cloak restores invisibility to objects in relativistic motion. *Physical Review. B*, 95(7). <https://doi.org/10.1103/physrevb.95.075113>
 160. Wang, Q., Gao, B., Raglione, M., Wang, H., Li, B., Toor, F., Arnold, M. A., & Ding, H. (2019). Design, fabrication, and modulation of THz bandpass metamaterials. *Laser & Photonics Reviews*, 13(11), 1900071. <https://doi.org/10.1002/lpor.201900071>
 161. Bao, M. (2014). *Analysis and design principles of mems devices*. Elsevier Science & Technology.
 162. Tanaka, M. (2007). An industrial and applied review of new MEMS devices features. *Microelectronic Engineering*, 84(5–8), 1341–1344. <https://doi.org/10.1016/j.mee.2007.01.232>
 163. Kozlov, V., Kosulnikov, S., Vovchuk, D., & Ginzburg, P. (2020). Memory effects in scattering from accelerating bodies. *Advanced Photonics*, 2(05). <https://doi.org/10.1117/1.ap.2.5.056003>
 164. Saha, S., Pricci, R., Koutsoupidou, M., Cano-Garcia, H., Katana, D., Rana, S., Kosmas, P., Palikaras, G., Webb, A., & Kallos, E. (2020). A smart switching system to enable automatic tuning and detuning of metamaterial

- resonators in MRI scans. *Scientific Reports*, 10(1), 10042. <https://doi.org/10.1038/s41598-020-66884-z>
165. Ivzhenko, L., Odarenko, E., & Tarapov, S. I. (2016). Mechanically tunable wire medium metamaterial in the millimeter wave band. *Progress In Electromagnetics Research Letters*, 64, 93–98. <https://doi.org/10.2528/pierl16090903>
 166. Silveirinha, M. G., & Maslovski, S. I. (2012). Radiation from elementary sources in a uniaxial wire medium. *Physical Review. B, Condensed Matter and Materials Physics*, 85(15). <https://doi.org/10.1103/physrevb.85.155125>
 167. Vovchuk, D., Kosulnikov, S., Noskov, R. E., & Ginzburg, P. (2020). Wire resonator as a broadband Huygens superscatterer. *Physical Review. B*, 102(9). <https://doi.org/10.1103/physrevb.102.094304>
 168. Shcherbinin, V. I., Fesenko, V. I., Tkachova, T. I., & Tuz, V. R. (2020). Superscattering from subwavelength corrugated cylinders. *Physical Review Applied*, 13(2). <https://doi.org/10.1103/physrevapplied.13.024081>
 169. 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), 101343. <https://doi.org/10.1016/j.photonics.2024.101343>
 170. Khobzei, M., Tkach, V., Haliuk, S., Samila, A., Bobrovs, V., Ginzburg, P., Simovski, C., & Vovchuk, D. (2024). Deformable Wire Media Resonators. *2024 Eighteenth International Congress on Artificial Materials for Novel Wave Phenomena (Metamaterials)*, 1–4. <https://doi.org/10.1109/Metamaterials62190.2024.10703307>
 171. Kang, M., Liu, T., Chan, C. T., & Xiao, M. (2023). Applications of bound states in the continuum in photonics. *Nature Reviews. Physics*, 5(11), 659–678. <https://doi.org/10.1038/s42254-023-00642-8>

172. Hsu, C. W., Zhen, B., Stone, A. D., Joannopoulos, J. D., & Soljačić, M. (2016). Bound states in the continuum. *Nature Reviews. Materials*, 1(9), 1–13. <https://doi.org/10.1038/natrevmats.2016.48>
173. Johnson, C. W., Launey, K. D., Auerbach, N., Bacca, S., Barrett, B. R., Brune, C., Caprio, M. A., Descouvemont, P., Dickhoff, W. H., Elster, C., Fasano, P. J., Fosse, K., Hergert, H., Hjorth-Jensen, M., Hlophe, L., Hu, B., Id Betan, R. M., Idini, A., König, S., ... Zhang, X. (2020). White paper: from bound states to the continuum. *Journal of Physics. G, Nuclear and Particle Physics: An Institute of Physics Journal*, 47(12), 123001. <https://doi.org/10.1088/1361-6471/abb129>
174. *MVG: cutting-edge technologies for the visualisation of electromagnetic waves*. (n.d.). MVG. Retrieved December 2, 2024, from <https://www.mvg-world.com/en>
175. *Filled 2-D contour plot - MATLAB contourf - MathWorks Switzerland*. Mathworks.com. Retrieved December 2, 2024, from <https://ch.mathworks.com/help/matlab/ref/contourf.html>
176. Tice, T. E. (1990). An overview of radar cross section measurement techniques. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 39(1), 205–207. <https://doi.org/10.1109/19.50445>
177. Uluisik, C., Cakir, G., Cakir, M., & Sevgi, L. (2008). Radar cross section (RCS) modeling and simulation, part 1: a tutorial review of definitions, strategies, and canonical examples. *IEEE Antennas & Propagation Magazine*, 50(1), 115–126. <https://doi.org/10.1109/map.2008.4494511>
178. Ahmad, H., Tariq, A., Shehzad, A., Faheem, M. S., Shafiq, M., Rashid, I. A., Afzal, A., Munir, A., Riaz, M. T., Haider, H. T., Afzal, A., Qadir, M. B., & Khaliq, Z. (2019). Stealth technology: Methods and composite materials—A review. *Polymer Composites*, 40(12), 4457–4472. <https://doi.org/10.1002/pc.25311>

179. Rezende, M. C., Martin, I. M., Miacci, M. A. S., & Nohara, E. L. (2002). Radar cross section measurements (8-12 GHz) of flat plates painted with microwave absorbing materials. *Proceedings of the 2001 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference*. (Cat. No.01TH8568).
180. Kesarwani, A. K., Yadav, M., Singh, D., & Gautam, G. D. (2022). A review on the recent applications of particle swarm optimization & genetic algorithm during antenna design. *Materials Today: Proceedings*, 56, 3823–3825. <https://doi.org/10.1016/j.matpr.2022.02.200>

ДОДАТКИ

Додаток А

Список опублікованих наукових праць за темою дисертаційного дослідження

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

1. **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> (Scopus, Q2) (особистий внесок: досліджено СПП із керованими ЕМ характеристиками за допомогою механічної модуляції, виконано комп'ютерне моделювання та експерименти зі стискання й розтягнення структури вздовж двох осей).
2. Vovchuk, D., **Khobzei, M.**, Apostoliuk, M., Tkach, V., & Simovski, C. (2023). Broadband transfer of binary images via optically long wire media. *Nanophotonics*, 12(14), 2797–2807. <https://doi.org/10.1515/nanoph-2022-0538> (Scopus, Q1) (особистий внесок: розроблено модель ЕСПП, виконано її моделювання, створено макет і досліджено передавання растрових зображень у робочому частотному діапазоні).
3. 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> (Scopus, Q3) (особистий внесок:

запропоновано модифікацію хвилеводного порту з інтегрованими СПП, виконано моделювання випромінювання ЕМ хвиль, аналіз коефіцієнтів відбивання S_{11} , діаграм спрямованості та електричного поля в апертурі, розроблено зразки СПП із різним заповненням металом і проведено вимірювання коефіцієнтів S_{11}).

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

4. **Khobzei, M.** (2024). Sub-GHz Broadband Multi-channel Waveguiding Based on Subwavelength Wire Media. *Security of Infocommunication Systems and Internet of Things*, 2(1), 01010. <https://doi.org/10.31861/sisiot2024.1.01010>
5. Політанський, Л., Вовчук, Д., Галюк, С., **Хобзей, М.**, & Робулець, П. (2020). Застосування провідникових метаструктур у радіотехнічних засобах для передавання та випромінювання ЕМ хвиль (огляд). *Вісник Вінницького політехнічного інституту*, (3), 102–110. <https://doi.org/10.31649/1997-9266-2020-150-3-102-110> (особистий внесок: проведено аналіз літературних джерел щодо пристроїв передавання ЕМ сигналів на основі СПП у вузько- та широкосмугових частотних діапазонах).

Наукові праці, що підтверджують апробацію матеріалів дисертації:

6. **Khobzei, M.**, Tkach, V., Haliuk, S., Samila, A., Bobrovs, V., Ginzburg, P., Simovski, C., & Vovchuk, D. (2024). Deformable Wire Media Resonators. *2024 Eighteenth International Congress on Artificial Materials for Novel Wave Phenomena (Metamaterials)*, 1–4. <https://doi.org/10.1109/Metamaterials62190.2024.10703307> (особистий внесок: досліджено СПП із керованими ЕМ характеристиками за допомогою механічної модуляції, виконано комп'ютерне

модельовання та експерименти зі стискання й розтягнення структури вздовж двох осей).

7. **Khobzei, M.**, Vovchuk, D., Apostoliuk, M., Tkach, V., & Simovski, C. (2022). Optically Long Broadband Digital Endoscope. 2022 Sixteenth International Congress on Artificial Materials for Novel Wave Phenomena (Metamaterials), 1–4.
<https://doi.org/10.1109/Metamaterials54993.2022.9920839> (особистий внесок: розроблено модель ЕСПП, виконано її модельовання, створено макет і досліджено передавання растрових зображень у робочому частотному діапазоні).
8. Robulets, P., Vovchuk, D., **Khobzei, M.**, Derevesnikova, Y., Apostolyuk, M., & Politanskyi, L. (2020). Multiple harmonic signal transfer using wire media structure. 2020 IEEE 15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET), 1–4.
<https://doi.org/10.1109/TCSET49122.2020.235408> (особистий внесок: запропоновано СПП як масив елементарних комірок для передавання зображень, проведено модельовання з передавання гармонічних сигналів та оцінки розподілу електричного поля).
9. Vovchuk, D., Haliuk, S., **Khobzei, M.**, & Robulets, P. (2018). Simple principles of antennas modification based on metamaterials (survey). 2018 International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T), 277–280.
<https://doi.org/10.1109/INFOCOMMST.2018.8632059> (особистий внесок: запропоновано модифікацію хвилеводного порту з інтегрованими СПП, виконано модельовання випромінювання ЕМ хвиль, аналіз коефіцієнтів відбивання S_{11} , діаграм спрямованості та електричного поля в апертурі, розроблено зразки СПП із різним заповненням металом і проведено вимірювання коефіцієнтів S_{11}).

10. Vovchuk, D., **Khobzei, M.**, & Zhadan, I. (2018). Properties of antennas modified by wire media. *2018 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo)*, 1–4. <https://doi.org/10.1109/UkrMiCo43733.2018.9047582> (особистий внесок: запропоновано модифікацію хвильового порту з інтегрованими СПП, виконано моделювання випромінювання ЕМ хвиль, аналіз коефіцієнтів відбивання S_{11} , діаграм спрямованості та електричного поля в апертурі, розроблено зразки СПП із різним заповненням металом і проведено вимірювання коефіцієнтів S_{11}).
11. **Хобзей, М.**, Ткач, В., Еліяшів, О., Хавруняк, М., & Вовчук, Д. (2023). Широкопasmове передавання зображень через структуру із паралельних провідників. II Міжнародна науково-практична конференція «Молодіжна наука заради миру та розвитку», 425–428. <https://archer.chnu.edu.ua/xmlui/handle/123456789/8523> (особистий внесок: розроблено модель ЕСПП, виконано її моделювання, створено макет і досліджено передавання растрових зображень у робочому частотному діапазоні).
12. **Khobzei, M.**, Khavruniak, M., Andriichuk, K., & Vovchuk, D. (2021). Imaging within wire media unit cell performed on PCB. *Physical and technological problems of transmission, processing and storage of information in infocommunication systems: Proceedings of IXth International Scientific-Practical Conference*, 55–56. <https://drive.google.com/file/d/1TlIeBHjRasLWDJBP5z08ARj65LvEnDkH/view?usp=sharing> (особистий внесок: запропоновано СПП як масив елементарних комірок для передавання зображень, проведено моделювання з передавання гармонічних сигналів і оцінки робочої смуги частот між резонансами Фабрі-Перо).
13. Політанський, Л., Вовчук, Д., **Хобзей, М.**, Хавруняк, М., & Андрійчук, К. (2020). Випромінювання електромагнітних хвиль через

структуру із паралельних провідників зі змінними конструктивними параметрами. *X Міжнародна науково-практична конференція «Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіотехніки, телекомунікацій та інформаційних технологій».*, 44–46. http://rtt.zntu.edu.ua/data/Tezy_NUZP_2020.pdf (особистий внесок: запропоновано модифікацію хвилеводного порту з інтегрованими СПП, виконано моделювання випромінювання ЕМ хвиль, аналіз коефіцієнтів відбивання S_{11} , розроблено зразки СПП із різним заповненням металом і проведено вимірювання коефіцієнтів S_{11}).

14. **Khobzei, M.**, Apostolyuk, M., & Vovchuk, D. (2018). Model of antenna modified by regular wire media for control of its main characteristics. *International Youth Science Forum “Litteris et Artibus”*, 34–35. <https://doi.org/10.23939/lea2018.01.034> (особистий внесок: запропоновано модифікацію хвилеводного порту з інтегрованими СПП, виконано моделювання випромінювання ЕМ хвиль, аналіз коефіцієнтів відбивання S_{11} , розроблено зразки СПП із різним заповненням металом і проведено вимірювання коефіцієнтів S_{11}).

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

15. **Khobzei, M.**, Vovchuk, D., & Michalska, M. (2018). Overview of applications of wire medium in radio engineering means. *Informatyka Automatyka Pomiaru w Gospodarce i Ochronie Środowiska*, 8(4), 32–35. <https://doi.org/10.5604/01.3001.0012.8023> (особистий внесок: проведено аналіз літературних джерел щодо пристроїв передавання ЕМ сигналів на основі СПП у вузько- та широкосмугових частотних діапазонах).

Апробація матеріалів дисертації

1. Наукові семінари кафедри радіотехніки та інформаційної безпеки Чернівецького національного університету імені Юрія Федьковича; (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. Наукові семінари Лабораторії динаміки наноструктур Тель-Авівського університету – м. Тель-Авів, Ізраїль, жовтень 2019, 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. II Міжнародна науково-практична конференція «Молодіжна наука заради миру та розвитку» (МНЗМР) – Чернівці, Україна, 8-10 листопада, 2023; (онлайн участь)
8. 16th International Congress on Artificial Materials for Novel Wave Phenomena (Metamaterials) – Siena, Italy, 12-17 September, 2022; (очна участь)
9. 2nd IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW) – Kharkiv, Ukraine, 14-18 November, 2022; (онлайн участь)

10. 9th International Scientific-Practical Conference Physical and Technological Problems of Transmission, Processing and Storage of Information in Infocommunication Systems (PREDT) – Chernivtsi-Suceava, Ukraine-Romania, 21-23 October, 2021; (очна участь)
11. X Міжнародна науково-практична конференція «Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіотехніки, телекомунікацій та інформаційних технологій» – Запоріжжя, Україна, 7-9 жовтня 2020; (очна участь)
12. 15th IEEE International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET) – Lviv-Slavske, Ukraine, 25-29 February, 2020; (очна участь)
13. 8th International Scientific-Practical Conference Physical and Technological Problems of Transmission, Processing and Storage of Information in Infocommunication Systems (PREDT) – Chernivtsi, Ukraine, 3-5 October, 2019; (очна участь)
14. 7th International Scientific-Practical Conference Physical and Technological Problems of Transmission, Processing and Storage of Information in Infocommunication Systems (PREDT) – Chernivtsi, Ukraine, 8-10 November, 2018; (очна участь)
15. IEEE International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications. Science and Technology (PICS&T) – Kharkiv, Ukraine, 09-12 October, 2018; (очна участь)
16. IEEE International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo) – Odessa, Ukraine, 10-14 September, 2018; (очна участь)
17. 8th International Youth Science Forum “Litteris et Artibus” – Lviv, Ukraine, 22-24 November, 2018. (очна участь)