

Вінницький національний технічний університет

(повне найменування вищого навчального закладу)

Факультет інформаційних електронних систем

(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))

Кафедра інформаційних радіоелектронних технологій і систем

(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

## МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему:

### «ПЛАНАРНА АНТЕННА РЕШІТКА З ПАТЧ АНТЕН ДЛЯ ВБУДОВАНИХ ЗАСТОСУВАНЬ МІКРОСИСТЕМНОЇ ТЕХНІКИ»

Виконав: студент 2-го курсу, групи МНТ-24м  
спеціальності 176 Мікро- та наносистемна  
техніка

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

Кочмала В.Б.

(прізвище та ініціали)

Керівник: д.т.н., проф., професор каф. ІРТС

Семенов А.О.

(прізвище та ініціали)

«16» 12 2025 р.

Опонент: д.т.н., доц., професор каф. ІКСТ

Михалевський Д.В.

(прізвище та ініціали)

«12» 12 2025 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ІРТС

д.т.н., проф. Осадчук О.В.

(прізвище та ініціали)

«12» 12 2025 р.

Вінниця ВНТУ - 2025 рік

Факультет інформаційних електронних систем  
Кафедра інформаційних радіоелектронних технологій і систем  
Рівень вищої освіти II-й (магістерський)  
Галузь знань – 17 Електроніка, автоматизація та електронні комунікації  
Спеціальність – 176 Мікро- та наносистемна техніка  
Освітньо-професійна програма – Мікро- та наносистемна техніка

**ЗАТВЕРДЖУЮ**

Завідувач кафедри ІРТС

д.т.н., проф. Осадчук О.В.

«16» вересня 2025 року

## **ЗАВДАННЯ НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ**

Кочмалі Владиславу Богдановичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Планарна антенна решітка з патч антен для вбудованих застосувань мікросистемної техніки»

керівник роботи д.т.н., проф., професор кафедри ІРТС Семенов А.О.

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом вищого навчального закладу від 24.09.2025 р. №313.

2. Строк подання студентом роботи 12.12.2025р.

3. Вихідні дані до роботи: Робоча частота 2,4 ГГц; ширина смуги робочих частот не менше 40 МГц; коефіцієнт підсилення прямокутної патч-антени не менше 7,5 дБі; коефіцієнт зворотних втрат на центральній частоті -14,0 дБ; коефіцієнт стоячої хвилі по напрузі не більше 1,5; хвильовий опір коаксіального фідера 50 Ом; планарна антенна решітка розмірністю 8×8 елементів; коефіцієнт підсилення планарної антенної решітки не менше 21,5 дБі.

4. Зміст текстової частини: Вступ. Огляд конструкцій патч антен та антенних решіток на їх основі. теорія патч-антен і елементів їх конструкції. Теоретичні дослідження планарної антенної решітки з патч антен. Комп'ютерний синтез і модельне дослідження планарної антенної решітки з патч антен для вбудованих застосувань мікросистемної техніки. Економічна частина. Висновки. Список використаних джерел. Додатки.

5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): Мікросмужкова прямокутна патч-антена з лінійним живленням. Кругла патч-антена з суцільним зондом живлення. МПА з діелектричними стрижнями під накладкою. Мікросмужкова антена та система координат. Еквівалентні схеми для типових видів живлення патч антен. Ефективна діелектрична проникність в залежності від частоти для типових діелектричних підкладок. Планарна антенна решітка AWACS з хвилеводними щілинами. Тривимірна діаграма спрямованості плоскої антенної решітки з ізотропних елементів з відстанню між ними. Графік частотної характеристики коефіцієнта зворотних втрат планарної решітки.

## 6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	виконання прийняв
Основна частина	Семенов А.О. професор каф. ІРТС, професор, д.т.н.		
Економічна частина	Кавецький В.В. доцент каф. ЕПВМ, доцент, к.е.н.		

7. Дата видачі завдання 16.09.2024 року

## КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	При-мітка
1.	Вибір, узгодження та затвердження тем МКР на випусковій кафедрі.	02.09.2025-07.09.2025	
2.	Огляд та аналіз літературних джерел.	08.09.2025-16.09.2025	
3.	Затвердження тем по ВНТУ. Розробка індивідуального завдання на МКР.	17.09.2025-24.09.2025	
4.	Попередня розробка основних розділів. Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми та технічних рішень.	01.10.2025-20.10.2025	
5.	Математичне моделювання та електричні розрахунки. Експериментальне дослідження.	21.10.2025-04.11.2025	
6.	Розробка ілюстративної частини МКР.	05.11.2025-12.11.2025	
7.	Економічна частина.	13.11.2025-23.11.2025	
8.	Оформлення пояснювальної записки та ілюстративної частини.	24.11.2025-28.11.2025	
9.	Нормоконтроль.	29.11.2025-03.12.2025	
10.	Попередній захист МКР, доопрацювання, рецензування МКР.	04.12.2025-17.12.2025	
11.	Захист МКР ЕК.	19.12.2025-22.12.2025	

Студент

  
(підпис)

Кочмала В.Б.

Керівник роботи

  
(підпис)

Семенов А.О.

## АНОТАЦІЯ

УДК 621.396.6

Кочмала В.Б. Планарна антенна решітка з патч антен для вбудованих застосувань мікросистемної техніки. Магістерська кваліфікаційна робота зі спеціальності 176 – Мікро- та наносистемна техніка, освітня програма – Мікро- та наносистемна техніка. Вінниця: ВНТУ, 2025. 146 с.

На українській мові. Бібліогр.: 64 назв; Табл. 13; Рис. 31.

У магістерській кваліфікаційній роботі здійснено розроблення та дослідження планарної антенної решітки на основі патч-антен для використання у вбудованих системах мікросистемної техніки. Проаналізовано сучасний стан розвитку мікросмужкових патч-антен, їх конструктивні різновиди, методи мініатюризації та підходи до побудови антенних решіток для компактних радіотехнічних пристроїв. Особливу увагу приділено технікам зменшення габаритів патч-елементів без суттєвого погіршення характеристик випромінювання. У роботі сформувано вимоги до антенної підсистеми вбудованих мікросистем, визначено ключові обмеження щодо частотного діапазону, ефективності, габаритів і взаємного впливу з іншими компонентами пристрою. Запропоновано конструкцію компактної планарної антенної решітки, розроблено 3D-модель патч-елемента та схему живлення решітки. Комп'ютерне моделювання виконано в сучасному САПР-середовищі ANSYS HFSS. Отримані результати включають діаграми спрямованості, коефіцієнт підсилення, коефіцієнт зворотних втрат, діаграма Смітта та частотні характеристики. Проведено оптимізацію геометрії антенного елемента й структури решітки для забезпечення необхідних параметрів у заданому діапазоні частот. Також у роботі здійснені розрахунки економічної частини.

**Ключові слова:** патч-антена, планарна антенна решітка, мікросмужкова структура, мікросистемна техніка, електродинамічне моделювання.

## ABSTRACT

Kochmala V.B. Planar antenna array with patch antennas for embedded microsystem technology applications. Master's thesis in the field of 176 – Micro- and Nanosystem Technology, educational program – Micro- and Nanosystem Technology. Vinnytsia: VNTU, 2025. 146 p.

In Ukrainian. Bibliography: 64 titles; Tables: 13; Figures: 31.

The master's thesis presents the development and research of a planar antenna array based on patch antennas for use in embedded microsystem technology systems. The current state of development of microstrip patch antennas, their design variations, miniaturization methods, and approaches to building antenna arrays for compact radio engineering devices are analyzed. Particular attention is paid to techniques for reducing the size of patch elements without significantly degrading radiation characteristics. The paper formulates requirements for the antenna subsystem of embedded microsystems and identifies key limitations in terms of frequency range, efficiency, dimensions, and mutual interference with other device components. A compact planar antenna array design is proposed, and a 3D model of the patch element and the array power supply circuit are developed. Computer modeling is performed in the modern CAD environment ANSYS HFSS. The results obtained include directional diagrams, gain coefficient, return loss coefficient, Smith chart, and frequency characteristics. The geometry of the antenna element and the array structure were optimized to ensure the required parameters in the specified frequency range. The economic part of the work has also been calculated.

**Keywords:** patch antenna, planar antenna array, microstrip structure, microsystem technology, electrodynamic modeling.

## ЗМІСТ

<b>ВСТУП</b> .....	8
<b>1 ОГЛЯД КОНСТРУКЦІЙ ПАТЧ АНТЕН ТА АНТЕННИХ РЕШІТОК НА ЇХ ОСНОВІ</b> .....	13
1.1 Огляд конструкції мікросмужкової патч антени (МПА).....	13
1.2 Аналіз методів мініатюризації мікросмужкових патч-антен .....	17
1.3 Аналіз та особливості методів мініатюризації.....	34
1.4 Результати аналізу підходів до мініатюризації патч-антен.....	36
1.5 Висновки до розділу .....	40
<b>2 ТЕОРІЯ ПАТЧ-АНТЕН І ЕЛЕМЕНТІВ ЇХ КОНСТРУКЦІЇ</b> .....	42
2.1 Основні теоретичні відомості про патч-антену .....	42
2.2 Аналіз методів живлення патч-антен .....	45
2.3 Прямокутна патч-антена .....	49
2.4 Ефективна довжина, резонансна частота та ефективна ширина прямокутного патча .....	52
2.5 Послідовність проектування прямокутного патча .....	54
2.6 Висновки до розділу .....	56
<b>3 ТЕОРЕТИЧНІ ДОСЛІДЖЕННЯ ПЛАНАРНОЇ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ З ПАТЧ АНТЕН</b> .....	58
3.1 Загальні відомості про планарні решітки антен .....	58
3.2 Множник системи планарної решітки .....	58
3.3 Ширина променя планарної решітки .....	70
3.4 Коефіцієнт спрямованої дії планарної решітки .....	73
3.5 Аналіз щодо створення конструкції планарної решітки антен.....	74
3.6 Висновки до розділу.....	78
<b>4 КОМП'ЮТЕРНИЙ СИНТЕЗ І МОДЕЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ПЛАНАРНОЇ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ З ПАТЧ АНТЕН ДЛЯ ВБУДОВАНИХ ЗАСТОСУВАНЬ МІКРОСИСТЕМНОЇ ТЕХНІКИ</b> .....	80

4.1	Комп'ютерний синтез прямокутної патч-антени на частоту 2,4 ГГц .....	80
4.2	Комп'ютерне модельне дослідження прямокутної патч-антени на частоту 2,4 ГГц .....	86
4.3	Комп'ютерний синтез в програм ANSYS HFSS планарної решітки розмірністю 8×8 прямокутних патч-антен із коаксіальними фідерами на частоту 2,4 ГГц.....	89
4.4	Результати моделювання планарної решітки розмірністю 8×8 прямокутних патч-антен із коаксіальними фідерами в програм ANSYS HFSS.....	91
4.5	Висновки до розділу.....	96
<b>5</b>	<b>ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА.....</b>	<b>97</b>
5.1	Проведення комерційного та технологічного аудиту науково-технічної розробки .....	97
5.2	Розрахунок узагальненого коефіцієнта якості розробки .....	101
5.3	Розрахунок витрат на проведення науково-дослідної роботи .....	103
5.4	Розрахунок економічної ефективності науково-технічної розробки при її можливій комерціалізації потенційним інвестором.....	117
5.5	Висновки до розділу.....	122
	<b>ВИСНОВКИ.....</b>	<b>134</b>
	<b>СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....</b>	<b>126</b>
	Додаток А (обов'язковий ) Ілюстративний матеріал.....	134
	Додаток Б (обов'язковий ) Протокол перевірки навчальної (магістерської) кваліфікаційної роботи.....	146

## ВСТУП

### *Актуальність теми.*

Бездротові комунікаційні пристрої сьогодні повсюдно поширені, і їх використання неухильно зростає. До цих пристроїв належать AM та FM-радіоприймачі, стільникові мобільні телефони, планшети, ноутбуки, супутникові телефони та приймачі, пристрої глобальної системи позиціонування (GPS), системи радіочастотної ідентифікації (RFID) тощо [1, 2]. Антена, будучи невід'ємною частиною цих пристроїв, відіграє важливу роль у визначенні їхньої продуктивності. Тому проектування антени для будь-якого бездротового пристрою слід проводити ретельно, щоб гарантувати хорошу продуктивність на рівні системи [3, 4].

Серед різних видів антен, друковані антени отримали значну увагу протягом останніх кількох десятиліть завдяки своїй малопрофільності та легкості інтеграції з відповідною електронікою, що робить їх дуже придатними для використання в компактних бездротових пристроях [5, 6]. Друкована антена зазвичай виготовляється з використанням технології друкованих схем. Друковані антени вперше були представлені в 50-х роках минулого століття, але вони не набули великого значення до початку 80-х років. З 80-х років у літературі з'явилося багато конструкцій друкованих антен [7, 8]. Деякі з цих конструкцій були ретельно проаналізовані аналітично, а також чисельно, і їхня теорія була розроблена для кращого розуміння їхніх експлуатаційних характеристик. Найпоширенішими друкованими антенами є мікросмужкові патч-антени (МПА); друковані монополі та диполі; щілинні антени; петльові антени; та планарні перевернуті F-подібні антени (PIFA).

Мікросмужкова патч-антена (МПА) використовується та широко досліджується протягом останніх трьох десятиліть. Ця антена, яка складається з металевої пластини, надрукованої на діелектричній підкладці поверх заземлюваної площини, пропонує кілька переваг, включаючи простоту проектування та виготовлення; низькопрофільну та планарну

структуру; а також легкість інтеграції з елементами схеми. Мінімальний розмір звичайної МСА становить близько половини довжини хвилі. В останні роки, з появою нових стандартів та компактних бездротових пристроїв, виникла потреба зменшити розмір антени цього типу. Тому актуальним напрямом дослідження є створення методів для зменшення розміру МПА. Ці методи мініатюризації включають завантаження матеріалу, зміну форми антени, коротке замикання та складання, введення щілин та дефектів у заземлювану площину та використання метаматеріалів [9, 10].

### *Аналіз останніх досліджень*

Хоча інші частини комунікаційного пристрою значно зменшилися в розмірах завдяки використанню технології мікровиробництва, зменшення розміру антени все ще залишається складним і проблематичним завданням. Звичайна антена резонує на частоті, коли її довжина становить порядку половини довжини хвилі цієї частоти. Багато нових стандартів бездротового зв'язку, включаючи Wi-Fi, четверте покоління/довгострокову еволюцію, всесвітню сумісність для мікрохвильового доступу тощо, визначені в діапазоні частот 700 МГц–6 ГГц. Таким чином, звичайна довжина антени, що працює в нижній смузі цих стандартів, буде дуже великою, тобто 214 мм при 700 МГц. Однак така довжина значно перевищує специфікації багатьох практичних пристроїв, включаючи картки на основі RFID, мобільні телефони, планшети та інші портативні термінали. Крім того, більшість нових стандартів також вимагають використання кількох антенних елементів, особливо для застосувань з кількома входами-виходами (MIMO). Таким чином, розміщення кількох антенних елементів в обмеженому просторі, який зазвичай визначається виробником пристрою, є складним завданням і спонукає інженерів шукати нові способи проектування мініатюрних антен. Хоча розмір таких антен має бути невеликим, вони повинні підтримувати бажане випромінювання.

Антена, яка може поміститися в сферу розміром піврадіана, називається електрично малою антеною (ЕМА), яка була ретельно

досліджена. Зокрема, було опубліковано низку теоретичних робіт на тему обмежень продуктивності малої антени. Усі теорії дійшли одного й того ж висновку, що розмір антени можна зменшити лише за рахунок її смуги пропускання та коефіцієнта посилення [1, 2]. Ці теорії встановили нижню межу добротності антени, враховуючи її розміри. Хоча ці теорії корисні для визначення показників продуктивності, вони не пропонують жодних систематичних підказок для проектування практичних ЕМА. Останнім часом проектування ЕМА стало сферою інтересу для багатьох дослідницьких груп, і в літературі з'явилося багато нових мініатюрних структур антен [3-5]. До них належать мініатюрні версії різних типів антен, включаючи патч-антени, друковані монополі, PIFA та інші.

***Мета, об'єкт і предмет дослідження.***

***Метою роботи*** є розроблення та дослідження конструкції планарної антенної решітки на основі патч-антен, оптимізованої для використання у вбудованих пристроях мікросистемної техніки, з забезпеченням високої ефективності випромінювання, компактності та відповідності заданим електромагнітним характеристикам.

***Об'єктом дослідження*** є процеси формування електромагнітного просторового випромінювання в планарних антенних системах, що використовуються у вбудованих пристроях мікросистемної техніки.

***Предметом дослідження*** є конструктивні та електромагнітні характеристики планарної антенної решітки на основі патч-антен, а також методи її проектування, моделювання та оптимізації для вбудованих застосувань.

***Завдання дослідження:***

1. Проаналізувати сучасні типи та принципи побудови патч-антен і планарних антенних решіток, застосовуваних у вбудованих радіотехнічних системах.
2. Визначити вимоги до антенної решітки для мікросистемної техніки з урахуванням частотного діапазону, габаритних обмежень та умов інтеграції.

3. Розробити модель окремого патч-елемента та дослідити вплив параметрів його конструкції на резонансні та діаграмні характеристики.

4. Синтезувати геометрію та схему живлення планарної антенної решітки для досягнення необхідних параметрів спрямованості й коефіцієнта підсилення.

5. Провести електромагнітне моделювання антенної решітки в середовищі САПР та оптимізувати її конструкцію.

6. Оцінити результати моделювання та порівняти отримані характеристики з теоретичними очікуваннями й вимогами заданого застосування.

7. Виконати розрахунки економічної частини.

#### ***Методи дослідження.***

У процесі виконання магістерської кваліфікаційної роботи були використані такі методи дослідження:

- 1) Аналіз літературних джерел і порівняльний аналіз.
- 2) Методи електродинамічного аналізу.
- 3) Комп'ютерне моделювання в середовищах САПР (зокрема HFSS).
- 4) Методи математичного моделювання і чисельної оптимізації.
- 5) Методи системного аналізу.
- 6) Методи структурного та параметричного синтезу антенних систем.

#### ***Новизна одержаних результатів***

Теоретична новизна:

- 1) Удосконалено підхід до моделювання патч-антен у складі планарних антенних решіток з урахуванням взаємного впливу елементів, паразитних зв'язків та хвильоводних ефектів у мікросмушкових структурах.
- 2) Розроблено уточнену математичну модель формування діаграми спрямованості планарної антенної решітки для умов обмеженого простору, характерного для вбудованих мікросистем.

3) Поглиблено теоретичні уявлення про залежність резонансних характеристик патч-елементів від варіацій геометрії та діелектричних параметрів підкладки у малогабаритних конфігураціях.

Практична новизна:

1) Запропоновано новий підхід до оптимізації міжелементного інтервалу та амплітудно-фазового розподілу, що забезпечує одночасне зменшення рівня бічних пелюсток і підвищення коефіцієнта підсилення без збільшення габаритів антенної решітки.

2) Розроблено конструкцію компактної планарної антенної решітки на основі патч-антен, адаптовану для інтеграції у мікросистемні пристрої з обмеженими розмірами.

3) Створено 3D-модель антенної решітки, оптимізовану за основними параметрами (КСХН, коефіцієнт підсилення, ширина смуги, форма ДН) у середовищі професійного електромагнітного моделювання ANSYS HFSS.

### ***Публікації***

За результатами магістерської кваліфікаційної роботи опубліковано 1 друковану працю в збірнику праць міжнародної науково-технічної конференції [11] та одну статтю в рецензованому періодичному фаховому виданні України категорії Б [12].

# 1 ОГЛЯД КОНСТРУКЦІЙ ПАТЧ АНТЕН ТА АНТЕННИХ РЕШТОК НА ЇХ ОСНОВІ

## 1.1 Огляд конструкції мікросмушкової патч антени (МПА)

МПА виготовляються шляхом розміщення провідника на підкладці, що спирається на заземлювальну площину. Хоча вони можуть бути розроблені в різних формах, круглі та прямокутні патчі (див. рис. 1.1) є тими, що широко використовуються, оскільки процедура їх проектування проста та добре розроблена [ 6 ]. МПА мають кілька переваг: (i) вони були ретельно вивчені, а їхня теорія добре зрозуміла, що робить їх легкими для проектування; (ii) їхня площинна геометрія робить їх легкими для виготовлення та інтеграції з іншими електронними пристроями; (iii) їх можна виготовляти на різноманітних дешевих доступних підкладках, що робить їх економічно ефективним вибором для багатьох застосувань; (iv) вони міцні та низькопрофільні, що робить їх ідеальними для використання в низці практичних застосувань, таких як GPS-приймачі, планшети, персональні цифрові помічники (КПК) тощо. Окрім круглих та прямокутних форм, існують також МПА з іншими геометриями, наприклад, трикутні та кільцеподібні форми з кільцевими пазами [6]. У наступному розділі ми покажемо, як зміна геометрії патча може допомогти зменшити його розмір.

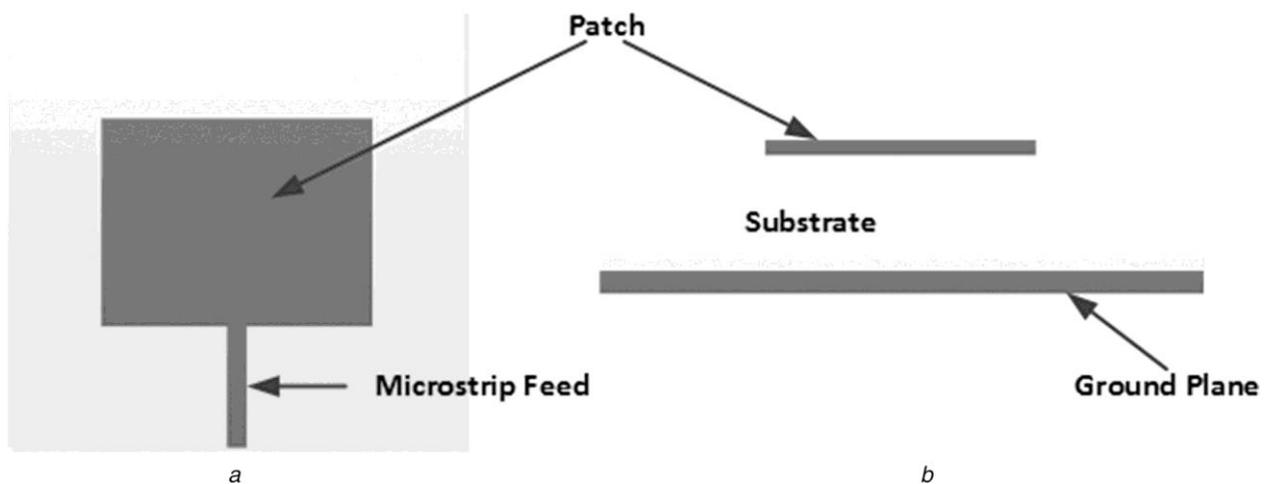


Рисунок 1.1 – Мікросмушкова прямокутна патч-антена з лінійним живленням: (а) вигляд згори; (б) вигляд збоку

МПА зазвичай аналізують за допомогою моделі резонатора [7]. МПА можна розглядати як резонатор, заповнений діелектриком, з бічними стінками, що є неідеальними електричними провідниками (ПЕП). Таким чином, випромінювання з цього резонатора відбувається через витік з цих бічних стінок. Щоб знайти характеристики випромінювання та резонансну частоту МПА, спочатку розв'язують задачі щодо полів всередині резонатора. Верхня та нижня частини резонатора розглядаються як ПЕП, тоді як бічні стінки вважаються ідеальними магнітними провідниками (ІМП). Розподіл поля всередині резонатора знаходиться шляхом застосування відповідних граничних умов до стінок резонатора. Потім розв'язок використовується для знаходження резонансної частоти патча для різних мод, а також для визначення випромінюючих полів. Вхідний імпеданс та коефіцієнт якості (Q) антени також отримують з тієї ж моделі. Резонансна частота прямокутного МПА залежить від властивостей матеріалу підкладки, її товщини та розмірів патча. Резонансна частота ( $f_r$ ), отримана з моделі резонатора, задається формулою [8]

$$(f_r)_{\text{mnp}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2} \quad (1.1)$$

де  $h$  – висота підкладки,  $L$  – довжина ділянки,  $W$  – ширина ділянки,  $\mu$  та  $\epsilon$  – відповідно проникність та діелектрична проникність підкладки. Цілі числа  $m$ ,  $n$  та  $p$  відповідають режимам роботи. У стандартному МПА,  $h \ll L$  та  $h \ll W$ . Якщо виконується умова  $h < W < L$ , найнижчий резонанс, що відповідає домінуючій моді, виникає, коли  $m$ ,  $n$  та  $p$  дорівнюють 0, 1 та 0 відповідно. Резонансна частота домінуючої моди, таким чином, задається формулою

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (1.2)$$

Окрім прямокутного МПА, теорія кругових МПА (див. рис. 1.2) також добре розроблена та широко використовується [8]. Кругову МПА також можна моделювати за допомогою моделі резонатора [7]. У цьому випадку резонатор є круговим, а його верхня та нижня поверхні вважаються дисками РЕС, тоді як межа навколо кругової периферії резонатора вважається РМС. Розв'язуючи поля всередині резонатора, знаходяться різні параметри антени. Резонансна частота домінантної моди кругової ділянки радіуса  $d$  задається формулою

$$f_r = \frac{1.842 \times c}{2\pi d \sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.3)$$

де  $c$  – швидкість світла, а  $\epsilon_r$  – діелектрична проникність підкладки.

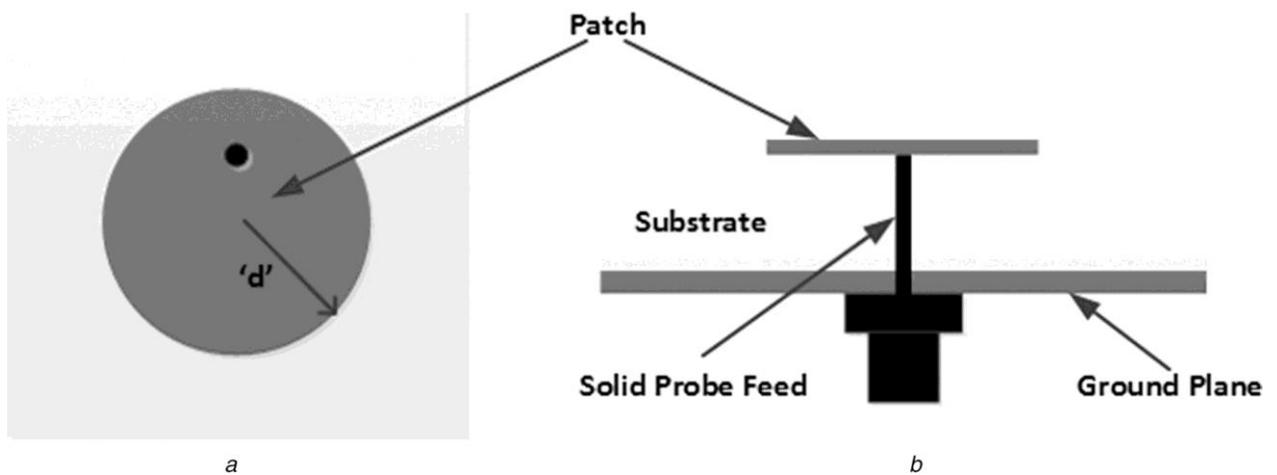


Рисунок 1.2 – Кругла патч-антена з суцільним зондом живлення:

(а) вигляд згори; (б) вигляд збоку

Теорія ліній передачі також використовується для моделювання МПА. Вона пропонує простішу модель та забезпечує більш інтуїтивне розуміння. Однак, вона дає менш точні результати порівняно з результатами, отриманими за моделлю резонатора. У цій моделі прямокутний МПА представлений двома випромінюючими щілинами, розділеними низькоомною лінією передачі довжиною  $L$  [8]. Шляхом знаходження

еквівалентної адмітанс кожної щілини розраховуються різні параметри антени, включаючи резонансну частоту та резонансний вхідний опір.

Повнохвильові методи також використовуються для визначення конструктивних параметрів та характеристик продуктивності МПА. Ці методи часто використовують ресурсоємні числові методи, такі як метод скінченних різниць у часовій області, метод скінченних елементів або метод моментів, для розв'язання полів у складних геометріях; однак вони дають мало фізичної інформації. Тим не менш, завдяки наявності комерційних повнохвильових розв'язувачів, таких як HFSS™, FEKO™, WiPL-D™, IE3D™ тощо, та потужних обчислювальних платформ, на яких можна запускати ці розв'язувачі, повнохвильові методи зараз майже виключно використовуються для проектування МПА.

Збудження МПА можна здійснювати кількома різними способами. Найпоширеніші методи включають збудження коаксіальною лінією живлення та живлення мікросмужковою лінією передачі [8]. У методі живлення через лінію передачі провідна смужка кріпиться до краю патча. Це також простий спосіб збудження МПА, і систему антени + живлення можна легко виготовити. На рис. 1.1 показано прямокутний МПА, збуджений живленням мікросмужковою лінією. У методі живлення через коаксіальну лінію використовується коаксіальний кабель, внутрішній провідник якого підключений до патча, а зовнішній провідник - до заземленої площини. Це не тільки забезпечує простий спосіб узгодження вхідного імпедансу антени, але й легко виготовляється.

Хоча обидва ці методи легко реалізувати, їх використання обмежує робочу смугу пропускання МПА. Існують альтернативні підходи до живлення МПА, такі як використання методів живлення з близькосхідним зв'язком та з апертурним зв'язком. Однак вони призводять до складних конструкцій і використовуються дуже рідко, хоча можуть забезпечити ширшу робочу смугу пропускання.

МПА мають проблему високого  $Q$  ; і тому їхня смуга пропускання обмежена. Існує кілька методів розширення смуги пропускання МПА, і їх можна знайти в [7, 9]. Як згадувалося раніше, такі бажані характеристики, як легкість інтеграції з іншими компонентами, хороші характеристики випромінювання та низька вартість, роблять МПА одним з провідних варіантів у тисячах практичних застосувань.

## 1.2 Аналіз методів мініатюризації мікросмужкових патч-антен

Мініатюризація патч-антен та інших антен вже давно є предметом інтересу. Вілер першим проаналізував фундаментальні обмеження ESA та дійшов висновку, що зменшення розміру антени призводить до зменшення пропускної здатності та коефіцієнта посилення [10]. Пізніші роботи Чу, Харрінгтона та кількох інших також призвели до тих самих висновків [1, 2]. Загальновідомо, що існує теоретична нижня межа  $Q$ , якої можна досягти для малої антени. Для малої антени, яку можна укласти в сферу радіуса  $a$ , теоретична нижня межа  $Q$  антени визначається як [1]

$$Q = \frac{1}{ka} + \frac{1}{(ka)^3} \quad (1.4)$$

де  $k$  – хвильове число. Рівняння (1.4) справедливе для антени без втрат. Як видно з рівняння, зменшення розміру антени призводить до збільшення її добротності ( $Q$ ). Більш реалістичним показником характеристик антени є коефіцієнт якості ( $Q$ ), поділений на ефективність антени ( $\eta$  рад). Таким чином,  $Q$  антени можна зменшити за рахунок її ефективності та коефіцієнта посилення (збільшення втрат розширює смугу пропускання). Тому конструкція малих антен – це мистецтво компромісу між розміром, смугою пропускання та коефіцієнтом посилення. Таким чином, після мініатюризації антени залишається мало можливостей для покращення її смуги пропускання або коефіцієнта посилення.

Існують два способи мініатюризації МПА. Перший метод полягає у зміні властивостей матеріалу підкладки таким чином, щоб зменшити ефективну довжину хвилі в області підкладки. Другий метод полягає у зміні її геометрії таким чином, щоб збільшити електричний розмір (шлях струму). У літературі описано різні методи мініатюризації МПА, що базуються на цих двох основних методах. У цій статті вони згруповані в п'ять категорій і детально описані в наступних розділах.

### 1.2.1 Навантаження матеріалу

Найпростіший спосіб зменшити розмір МПА – це використовувати підкладку з високою відносною діелектричною проникністю ( $\epsilon_r$ ). Довжина та ширина ділянки обернено пропорційні квадратному кореню з  $\epsilon_r$ . Однак такий метод мініатюризації призводить до підвищеного рівня збудження поверхневих хвиль у підкладці та призводить до зменшення пропускну здатності, а також до зниження ефективності випромінювання. Укорочення заземлювальної площини не тільки призводить до поганої чистоти поляризації, але й змінює характеристики випромінювання МПА.

У різних дослідженнях досліджувалися різні матеріали, а також конфігурації для ефективного використання вищезазначеного підходу до мініатюризації МПА. У [13] експериментально проаналізовано МПА з відносно товстими підкладками (від  $0,02\lambda_0$  до  $0,03\lambda_0$ ) та з відносно діелектричною проникністю 10 та 13. Було виявлено, що вхідний імпеданс та характеристики випромінювання цих антен відрізняються від характеристик звичайної патч-антени. Вхідний імпеданс був меншим за той, що передбачався теоретичними моделями для МПА з тонкими підкладками. З використанням цієї товстої підкладки була виготовлена чотириелементна решітка, в якій спостерігалось спотворення діаграми спрямованості в Е-площині.

Під час розробки мініатюрного МПА для корейського стільникового діапазону, Лі та Гарацкевич [12] використали частково заповнену підкладку з

високою діелектричною проникністю. Вони використали підкладку з низькою діелектричною проникністю та розмістили прямокутні діелектричні стрижні з високою діелектричною проникністю під випромінюючими краями патча, як показано на рис. 1.3. Це призвело до зменшення розміру антени на 50%, при цьому було досягнуто часткової смуги пропускання 10% та коефіцієнта посилення 6 дБ.

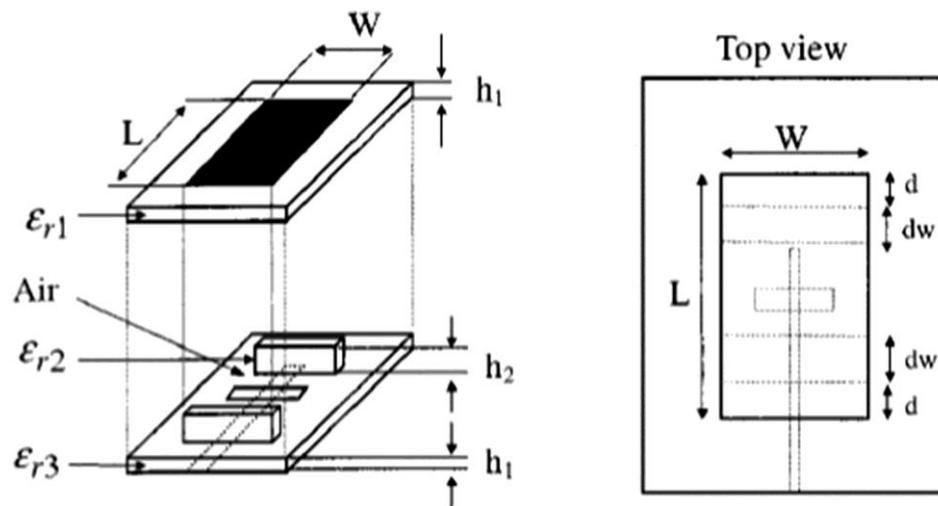


Рисунок 1.3 – МПА з діелектричними стрижнями під накладкою

Багато груп досліджували використання керамічних підкладок для мініатюризації МПА. У [15] було досліджено кілька конструкцій МПА з використанням різних типів керамічних підкладок. Квадратний МПА був виготовлений на низькотемпературній керамічній (LTCC) підкладці з  $\epsilon_r = 100$ . Було досягнуто зменшення площі патча у 8 разів порівняно зі звичайним патчем, надрукованим на підкладці FR4. Однак підкладку було обрано відносно товстою ( $0,031\lambda_0$ ), щоб зменшити проблему низької пропускну здатності. Антена мала відносну пропускну здатність 7,2% та коефіцієнт посилення 2,8 dBi на частоті 1,88 GHz. Інша МПА була виготовлена з використанням текстурованої керамічної підкладки, яка була сумішшю LTCC та Stycast, що призвело до ефективної діелектричної проникності 23,5. МПА, надрукований на цій підкладці, був у 2,5 рази меншим, ніж звичайний МПА, виготовлений на підкладці FR4. Вимірний коефіцієнт посилення

антени становив 3 дБі, а її відносна ширина смуги пропускання 9,1% з центром приблизно 1,7 ГГц. Було також виявлено, що смуга пропускання МПА покращилася, хоча й за рахунок зменшення підсилення, завдяки використанню форми «краватка-метелик». Таким чином, завдяки різним конструктивним рішенням було досягнуто значної мініатюризації з використанням керамічних підкладок, зберігаючи при цьому хороший коефіцієнт підсилення антени, а також ширину смуги пропускання.

У [16] експериментально досліджували МПА на різних керамічних підкладках. Використані підкладки були з титанату барію з  $\epsilon_r = 37$  та неодимового титанату з  $\epsilon_r = 85$ . Також було проаналізовано усічення заземлювальної площини. Було виявлено, що МПА, розроблені на цих керамічних підкладках, мають дуже обмежену смугу пропускання. Для резонансної частоти близько 1,5 ГГц було виявлено, що антена має смугу пропускання лише 2,4 МГц. Більше того, зменшення заземлювальної площини призвело до майже всенаправлених діаграм спрямованості.

Мініатюризація МПА з використанням магнітодіелектричної підкладки була детально проаналізована в [17]. Конструкція магнітодіелектричної підкладки була представлена в [18]. Виявилось, що МПА, виготовлена на запропонованій підкладці, на 65% менший порівняно зі звичайним патчем, що резонує на частоті 2,45 ГГц. МПА мала відносну ширину смуги пропускання 0,5%, а ефективність випромінювання становила 45%.

У літературі також з'явилося багато інших робіт, у яких використовуються підходи, подібні до згаданих раніше. У роботі [19] використовувалася модифікована керамічна підкладка, тоді як у роботі [20] для мініатюризації МПА використовувалася перфорована підкладка. Таким чином, керамічні підкладки та модифіковані інженерні підкладки можуть забезпечити значне зменшення розміру патча. Однак основними недоліками цього методу зменшення розміру є вартість таких підкладок, а також зменшення отриманої пропускну здатності.

### 1.2.2 Шортінг та фолдинг

Згортання МПА та використання короткозамикаючих стійок використовувалися для зменшення розміру МПА та для забезпечення його електричної компактності [6]. Для прямокутного МПА з половинною довжиною хвилі розподіл електричного поля під ділянкою має синусоїдальну картину з максимальним  $E$ -полем на випромінюючих краях та нулем посередині. Якщо електричну стінку розмістити посередині ділянки, а іншу половину видалити, вона все одно резонуватиме на тій самій частоті. Така ділянка називається МПА з чверть довжини хвилі. Теоретичний аналіз показує, що ділянка з чверть довжини хвилі має такий самий  $Q$ , як і її аналог з половинною довжиною хвилі [6]. Однак той факт, що апертура антени зменшилася, призводить до зменшення спрямованості антени, що безпосередньо впливає на коефіцієнт посилення антени.

У практичній реалізації чвертьхвильового МПА розміщення суцільного провідного шару на краю між патчем та площиною заземлення є складним завданням. Простіший підхід до виготовлення чвертьхвильового МПА полягає у додаванні масиву закорочувальних контактів поблизу краю патча, як показано на рис. 1.4.

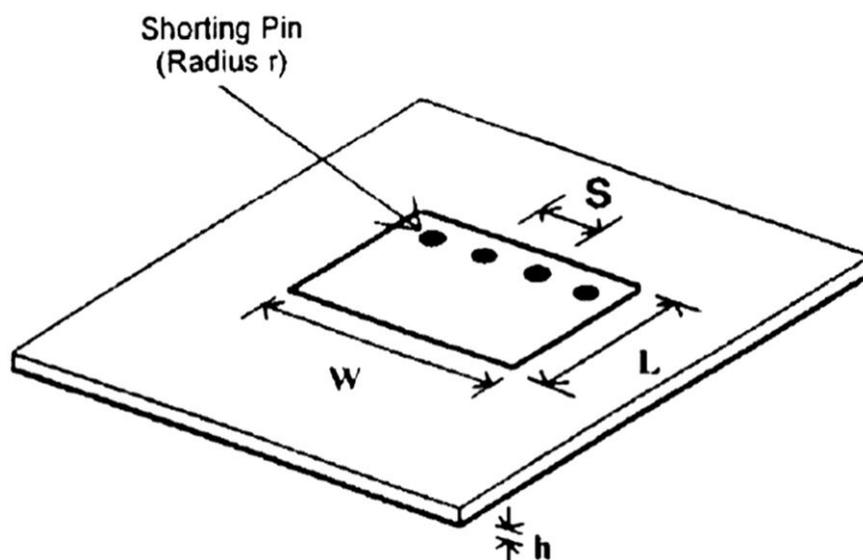


Рисунок 1.4 – Чвертьхвильова МПА, виготовлена з використанням короткозамикаючих стійок [6]

У літературі з'явилася низка робіт, у яких представлено проектування або аналіз мініатюрних МПА з використанням методів укорочення або складання [21-29]. У [21] укорочену ділянку було складено, щоб зробити її  $\lambda/8$  МПА. Ефективність випромінювання антени становила 90%, а її ширина смуги пропускання 4%. Принципова схема укороченої ділянки показана на рис. 1.5. У [29] представлено результати параметричного дослідження використання одного, подвійного або кількох укорочувальних стійок з круглою МПА. Було проаналізовано різні параметри. Було виявлено, що МПА можна зменшити більш ніж у 3 рази порівняно зі стандартною ділянкою завдяки використанню оптимального розміщення укорочувальних стійок. Теоретичний аналіз МПА з укорочувальним стійком наведено в [26].

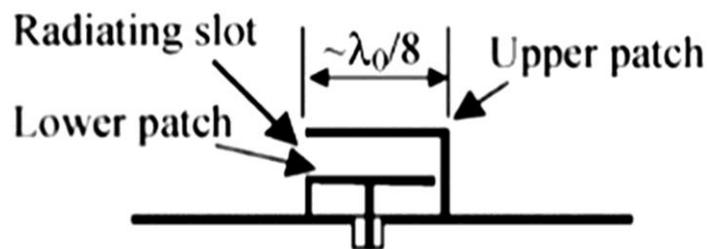


Рисунок 1.6 – Закорочена/складена патч-антена  $\lambda/8$  [21]

Таким чином, МПА можна мініатюризувати за допомогою складання та укорочення. Однак цей метод пов'язаний зі значним зниженням коефіцієнта посилення та спрямованості антени. Крім того, цей метод іноді ускладнює геометрію МПА, а також робить її неплоскою, що додає складності структурі та її конформності. Однак, при правильному застосуванні, цей метод мало впливає на ефективність антени.

### 1.2.3 Зміна форми або введення щілин (слотів)

Мініатюрний полімерний елемент (МПА) також можна мініатюризувати, змінюючи форму патча або додаючи щілини (слоти) в МПА. Мініатюрні патчі можна формувати та оптимізувати для отримання великої електричної довжини в обмеженому просторі за допомогою генетичного алгоритму [30], що працює на високопродуктивних

обчислювальних платформах. Фрактальна геометрія також використовується для отримання мініатюрних МПА з хорошою ефективністю [5, 31]. Фрактали – це контури, що заповнюють простір, в яких електрично великі елементи можуть бути ефективно упаковані у відносно невеликому просторі зі зменшенням пропускної здатності.

Мініатюрна МПА має більші омичні втрати, що призводить до нижчої ефективності випромінювання. Щоб вирішити цю проблему, у [32] було представлено інженерний провідник, який складався з шарів провідників, розділених ламінаціями. Загальна товщина провідника дорівнювала товщині провідника у звичайному МПА. Інженерний провідник, розділений ламінаціями, показаний на рис. 1.6; він допомагає збільшити коефіцієнт посилення та ефективність малої антени. Такий провідник також використовувався з різними мініатюрними МПА. Було показано, що коефіцієнт посилення та ефективність антени покращуються зі збільшенням кількості провідних шарів. Використання 5-шарового провідника підвищує ефективність мініатюрної антени на 30% порівняно зі звичайним одношаровим провідником.

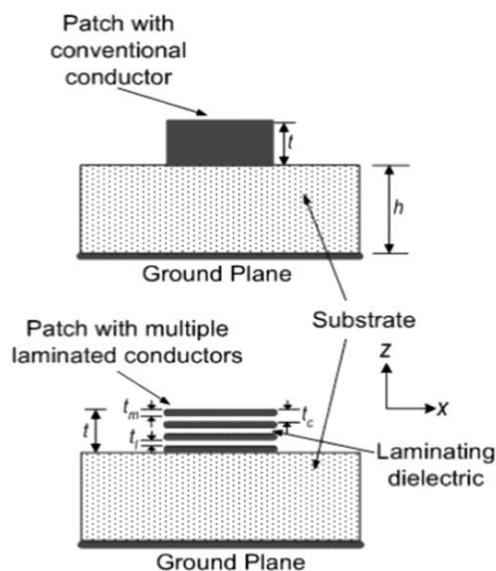


Рисунок 1.6 – Багатошаровий інженерний провідник для використання з мініатюрною патч-антеною порівняно зі звичайним провідником, що використовується в МПА [32]

У літературі з'явилося кілька робіт [31-41], у яких розмір МПА було зменшено шляхом введення різних типів щілин у МПА. Використання цього методу зазвичай призводить до низької чистоти поляризації. Однак, завдяки симетричному розташуванню щілин на ділянці, таку чистоту можна зберегти [31]. Мініатюризація на 40–75% була досягнута шляхом вставки різних типів щілин у МПА. Хоча цей метод широко використовується в різних конструкціях і забезпечує кілька ступенів мініатюризації, йому бракує загальної методології проектування. Більшість представлених конструкцій, заснованих на цьому методі, мали низьку ефективність випромінювання близько 25%, але забезпечували ширші робочі смуги пропускання при використанні щілин. Деякі мали часткову смугу пропускання до 5,5% [32].

#### 1.2.4 Модифікації заземлювальної площини

Мініатюрні антени (МПА) також можна мініатюризувати, модифікуючи їхню заземлювальну площину. У загальних моделях МПА передбачається нескінченна заземлювальна площина. Однак у будь-якій практичній конструкції МПА заземлювальна площина є скінченною. Для більшої мініатюризації розмір заземлювальної площини ще більше зменшується, так що часом він лише трохи більший за розміри патча. МПА зі скороченими заземлювальними площинами були аналітично проаналізовані в різних роботах [42-44]. Було виявлено, що такі антени мали погану чистоту поляризації, а зменшення розміру заземлювальної площини також впливало на вхідний імпеданс. Крім того, через дифракцію на краях спостерігалось значне випромінювання задніх пелюсток, що зменшує співвідношення фронт-задня площина.

Поряд зі зменшенням площини заземлення, можливі багато інших модифікацій у ній для мініатюризації МПА. Ці модифікації включають вставку різних типів пазів у площину заземлення. Ці пази, за умови правильного проектування, допомагають збільшити шлях струму в області вирівнювання. Це допомагає знизити резонансну частоту МПА і, отже,

призводить до зменшення розміру. У літературі з'явилося багато конструкцій, які використовують паз у площині заземлення для мініатюризації МПА [45-49].

У [45] під МПА було витравлено одну щілину шириною 1 мм, щоб зменшити її розмір. Було проведено параметричне дослідження шляхом зміни довжини та положення щілини під накладкою. МПА спочатку резонував на частоті 2,87 ГГц без щілини. Використовуючи оптимальне розташування та довжину щілини, резонансну частоту було зменшено до 1,38 ГГц, що становить зменшення на 52%. Зменшення розміру МПА з точки зору площі становило 90%. У [46] під накладкою було витравлено три щілини, а її форму було змінено, що призвело до зменшення розміру МПА на 50%. Подібне використання щілин у [47-49] призвело до мініатюризації розміру накладки на 56–83%. Важливо зазначити, що хоча все вищезазначене було зосереджено на мініатюризації МПА, вони чітко не аналізували інші параметри, на які впливає така мініатюризація. Тому в більшості цих робіт вплив мініатюризації на ефективність антени, смугу пропускання, властивості випромінювання, рівні крос-поляризації тощо не був чітко згаданий та порівняний; крім того, часом ця інформація взагалі була відсутня. Більше того, ці роботи надали мало фізичного розуміння основних принципів методу мініатюризації. Крім того, вони не детально розглянули загальне застосування запропонованого методу. Зокрема, вони не згадали жодних рекомендацій щодо проектування на основі методу пази в заземленій площині для різних частотних діапазонів.

Інший метод, який використовував нерегулярну структуру заземлення, був представлений у [50] для мініатюризації антени. Для виготовлення МРА використовувалася двошарова підкладка. Нижня підкладка мала масив вертикально розміщених невеликих металевих циліндрів, а їхній нижній кінець торкався площини заземлення. Масив цих металевих структур був розміщений під чотирма діагональними кутами патча, який був відокремлений від цих металевих структур за допомогою іншої підкладки, як

показано на рис. 7. Запропонована структура вводила як ємнісні, так і індуктивні навантаження, що, у свою чергу, призвело до мініатюризації антени. Завдяки такому розташуванню було досягнуто зменшення розміру МРА на 75,6%. Конструкцію було проаналізовано, і вплив мініатюризації на інші параметри антени був чітко пояснений. Зменшення розміру супроводжувалося зменшенням смуги пропускання МРА. Антена резонувала на частоті 5,32 ГГц за відсутності нерегулярної структури заземлення зі смугою пропускання 8,3%. Резонансна частота антени була зменшена до 2,635 ГГц за допомогою запропонованої схеми; однак, смугу пропускання було зменшено до 1,9%. Такий самий метод зменшення розміру був також успішно продемонстрований для циркулярно поляризованого МРА.

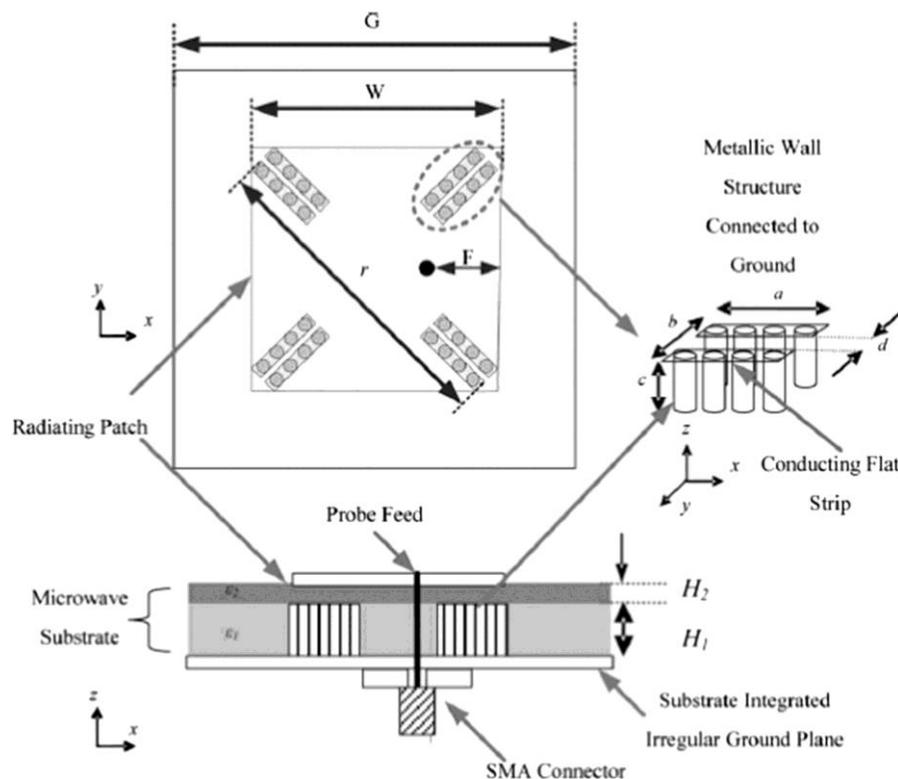


Рисунок 1.7 – Мініатюрна патч-антена на нерівній конструкції екранувальної площини [50]

Багато мініатюрних конструкцій МРА використовують дефектні заземлюючі структури (DGS). DGS мають різноманітні форми, включаючи прості, такі як спіральні, V-подібні, U-подібні та H-подібні, а також складні,

такі як гантелеподібні та розрізнокільцеві резонатори (SRR). DGS використовувалися з друкованими антенами для покращення їхніх випромінювальних характеристик, а також для покращення ізоляції між елементами антени в конструкціях МІМО/антенних решітках, а також для узгодження імпедансу мікросмужкових живильних конструкцій [51].

Для мініатюризації МРА у роботах [52-56] представлено мініатюризацію антени на основі комплементарного SRR (CSRR). У цих роботах CSRR використовувався в різних місцях під пластиною для мініатюризації антени. У [52] CSRR був витравлений із заземлювальної площини під центром пластини, як показано на рис. 8. Було досягнуто 76% мініатюризації розміру пластини, резонуючи на частоті 2,45 ГГц. Антена мала часткову смугу пропускання 2% та ефективність випромінювання 30%. Вплив розмірів CSRR на мініатюризацію також був проаналізований за допомогою параметричних досліджень, і було представлено повне керівництво з проектування мініатюризованої МРА на основі CSRR для інших діапазонів. Метод був відносно простим, зберігав планарну характеристику планарної конструкції та вимагав лише додавання CSRR під пластину.

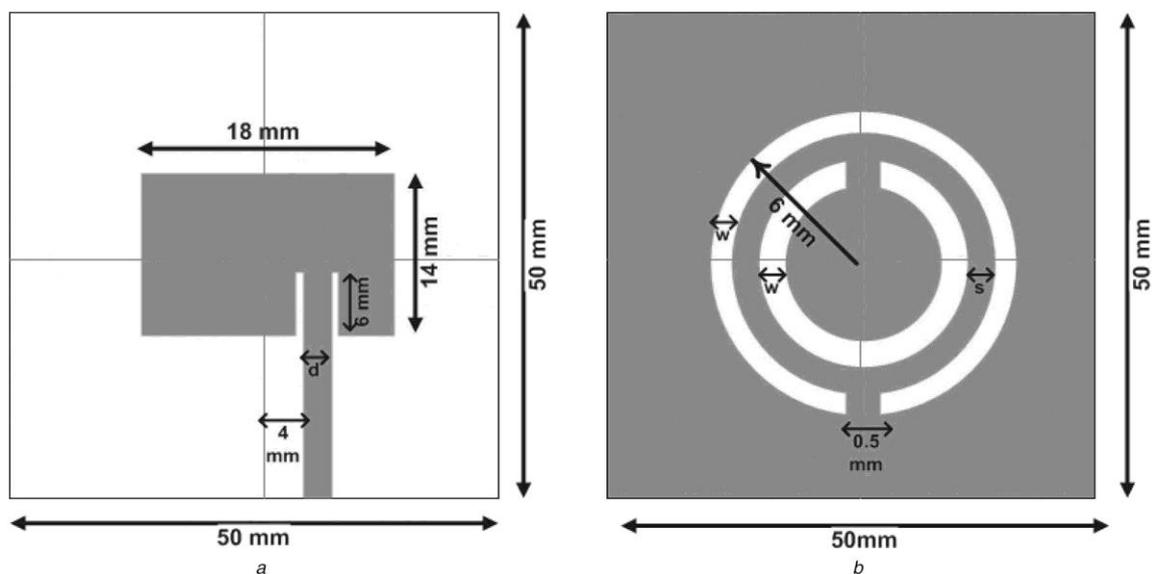


Рисунок 1.8 – Мініатюрна патч-антена на основі CSRR, що працює на частоті 2,45 ГГц [52]: (а) вигляд згори, (б) вигляд знизу

У [57] було запропоновано розподілений генер (DGS) певної форми для мініатюризації багатосмугового амортизатора (МРА). DGS складався з чотирьох з'єднаних E -подібних пазів, які були витравлені з-під МРА. Це призвело до 68% мініатюризації антени відносно розміру МРА. Запропонований DGS був проаналізований та порівняний з іншими мініатюрними патч-антенами на основі DGS хрестоподібної та гантелеподібної форми. Було показано, що запропонований DGS забезпечує більшу мініатюризацію, ніж дві інші конструкції на основі DGS. Використання структур DGS зазвичай забезпечує нижчу ефективність та вужчі робочі смуги пропускання. Крім того, зазвичай потрібне переналаштування антени для компенсації зсуву резонансної частоти через зміни струмів землі, особливо якщо DGS знаходиться близько до резонансних структур.

### 1.2.5 Використання метаматеріалів

Метаматеріали (ММ) – це штучно створені матеріали, призначені для забезпечення властивостей матеріалів, які недоступні комерційно. ММ можуть бути розроблені для реалізації матеріалів з близькими до нуля значеннями діелектричної проникності; негативною діелектричною або проникною проникністю; або одночасно негативною діелектричною та проникною проникністю. Матеріал лише з негативною діелектричною проникністю називається епсилон-негативним (ЕНГ), тоді як матеріал лише з негативною проникністю називається  $\mu$ -негативним (МНГ). Матеріал з негативною діелектричною та проникною проникністю називається подвійно-негативним (ДНГ). Протягом останнього десятиліття було реалізовано низку структур, які при періодичному розташуванні демонстрували властивості ММ у певному діапазоні частот. Ці структури були цікавими для багатьох і були широко вивчені та вдосконалені. Вони також використовувалися в багатьох радіочастотних, мікрохвильових та фотонних пристроях для досягнення цікавих властивостей.

Концепція МТМ, а також структури МТМ також використовувалися для проектування різних типів антен з покращеними характеристиками, такими як високий коефіцієнт посилення, а також підвищена ефективність. Крім того, вони використовувалися для мініатюризації антен. У літературі використовуються два терміни для позначення антен, що використовують МТМ. Ті, що використовують підкладку ENG, MNG або DNG, називаються «антенами на основі МТМ». Інші, що використовують лише елементарну комірку МТМ, такі як SRR, CSRR, омега-структури тощо, називаються «антенами, натхненними МТМ». Перші існують здебільшого як гіпотетичні антени, які теоретично вивчаються з використанням середовищ ENG, MNG або DNG. Справжня реалізація антени на основі МТМ неможлива. Другі не є справжніми антенами МТМ, оскільки вони не використовують властивості ENG, MNG або DNG МТМ. Однак, оскільки вони використовують елементарні комірки МТМ, і оскільки вони аналізуються за допомогою теорій елементарних комірок МТМ, їх називають антенами, натхненними МТМ.

Вплив підкладки МТМ на розмір МРА можна проаналізувати за допомогою виразу для її резонансної частоти, який можна отримати за допомогою моделі резонатора. З (1.1) видно, що існує обернено квадратна коренева залежність між резонансною частотою МРА та діелектричною та проникною проникністю його підкладки. Отже, МРА, розміщений на однорідній підкладці ENG або MNG, не резонуватиме; крім того, жодної особливої функції не можна реалізувати за допомогою однорідної підкладки DNG.

У роботах [58, 59] теоретично досліджувалися МРА на підкладках МТМ. Рівняння резонансної частоти для кільцевого шару на підкладці МТМ було виведено в [58]. Геометрію антени показано на рис. 1.9. Підкладка шару була комбінацією середовища DNG («також зване середовищем зворотної хвилі в [58]») та нормального середовища з додатними значеннями  $\epsilon$  та  $\mu$  («також зване подвійним позитивним середовищем (DPS) у літературі»).

DNG утворювало внутрішнє коло, яке було оточене середовищем DPS. З отриманого виразу домінуючої резонансної моди було виявлено, що мініатюризація шару можлива шляхом ретельного вибору співвідношень площі, заповненої середовищами DNG та DPS, та їх властивостей.

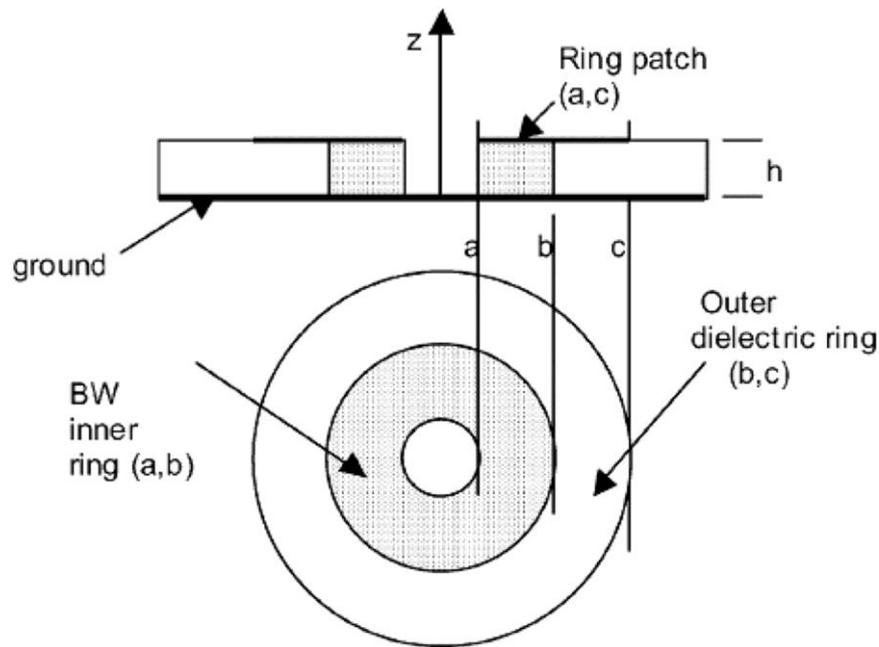


Рисунок 1.9 – Геометрія кільцевої ділянки на підкладці МТМ [58]

У [59] МПА на підкладці МТМ було додатково проаналізовано аналітично, а числові результати були представлені для підтвердження аналітичних. Прямокутну ділянку на неоднорідній підкладці було проаналізовано за допомогою моделі порожнини. Ділянка була поперечно завантажена неоднорідною підкладкою, як показано на рис. 1.10. Підкладка складалася з двох однорідних підкладок з діелектричною проникністю  $\epsilon_1$  та  $\epsilon_2$ , а також проникністю  $\mu_1$  та  $\mu_2$  відповідно. Співвідношення об'ємів двох матеріальних середовищ під ділянкою визначалося членом  $\eta$ , який називається коефіцієнтом заповнення.

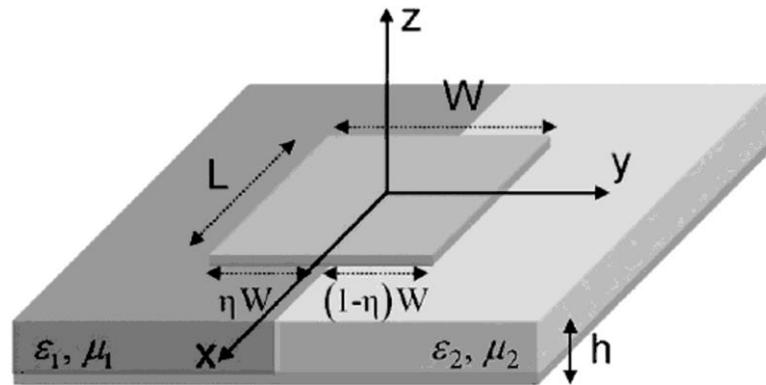


Рисунок 1.10 – Геометрія прямокутної ділянки на підкладці МТМ [59]

Проблему було проаналізовано за допомогою моделі резонатора. Застосовуючи граничні умови та розв'язуючи задачу щодо резонансної частоти, розв'язок для домінуючої моди виводиться з розв'язку наступного трансцендентного рівняння

$$\frac{k_1}{\omega\mu_1} \tan[k_1\eta W] = -\frac{\omega\mu_2}{k_2} \tan[k_2(1-\eta)W] \quad (1.5)$$

Припускаючи, що ділянка мала, розв'язок (1.5) має вигляд

$$\frac{\eta}{1-\eta} = -\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1} \quad (1.6)$$

Наведене вище рівняння було проаналізовано з припущенням, що матеріали недисперсні. Було показано, що шляхом зміни коефіцієнта заповнення та відповідного встановлення значень діелектричної проникності підкладок можливе зменшення розміру. Використовуючи наведене вище рішення, було проаналізовано МРА  $W = 50$  мм, в якому коефіцієнт заповнення становив  $\eta = 50\%$ . Було виявлено, що доволно низька резонансна частота, коли  $\epsilon_1$  було обрано рівним  $2\epsilon_0$ , а  $\epsilon_2$  було обрано рівним  $-2\epsilon_0$ . Таким чином, у [59] було продемонстровано, що мініатюризація антени можлива за допомогою комбінації середовищ DPS та ENG. Однак подальший аналіз

антени з використанням діаграм спрямованості далекого поля показав, що ефективність антени була відносно низькою.

Аналогічна процедура була використана для визначення резонансної частоти круглої плями. Круглу пляму радіуса  $a$  було проаналізовано на підкладці, що складається з двох різних однорідних середовищ. Серцевина підкладки мала діелектричну проникність та проникність  $\epsilon_1$  та  $\mu_1$  відповідно, а також радіус  $\eta_a$ . Зовнішня підкладка покривала серцевину підкладки та простягалася до країв плями. Вона мала діелектричну проникність та проникність  $\epsilon_2$  та  $\mu_2$  відповідно. Модель резонатора була використана для розв'язання резонансної частоти домінантної моди, і трансцендентне рівняння було виведено з використанням функцій Бесселя. За припущень про малу антену розв'язок рівняння був таким

$$\frac{1 - \eta^2}{1 + \eta^2} = - \frac{\mu_2}{\mu_1} \quad (1.7)$$

З аналізу наведеного вище рівняння було виявлено, що можна спроектувати невелику антену, обравши осердя як середовище MNG та використовуючи DPS як зовнішнє середовище. Розраховані діаграми спрямованості дальньої зони показали, що така антена має кращі характеристики випромінювання, ніж прямокутна ділянка на середовищі ENG/DPS.

У природі не існує однорідних середовищ ENG або MNG, і реалізація практичного мініатюрного МРА на основі вищезазначеної конструкції неможлива, якщо вищезгадані середовища не синтезувати штучно. Штучно створені структури MNG або ENG залежать від частоти та мають високу дисперсію. Крім того, розмір елементарних комірок, що утворюють середовище MNG або ENG, іноді унеможлиблює реалізацію практичної антени. Тим не менш, у літературі представлено багато конструкцій МРА, натхненних МТМ, серед яких багато призначені для мініатюризації МРА.

У роботі [60] представлена підкладка МТМ з покращеною магнітною проникністю для мініатюризації МРА. Підкладка складалася з періодично розташованих SRR, розміщених вертикально між патчем та площиною землі. Це призвело до значної мініатюризації патч-антени. Площа МРА була зменшена в 10 разів порівняно зі звичайною МРА, надрукованою на підкладці FR4. Однак, оскільки конструкція передбачала вертикальне розташування SRR, підкладка була набагато товстішою за звичайну підкладку.

У [4] для мініатюризації МРА було використано техніку, натхненну МТМ. CSRR було вставлено в підкладку горизонтально між круглим патчем та площиною землі, що призвело до зменшення розміру антени, а також її смуги пропускання. Це зменшення становило 75% на частоті 2,45 ГГц порівняно зі звичайним МРА, виготовленим на підкладці FR4. Однак це також супроводжувалося зменшенням смуги пропускання та ефективності випромінювання антени. Антена мала відносну смугу пропускання лише 0,4% та ефективність 28,1%.

Середовище MNG, створене трьома спіралями, було розміщено між круглим патчем та заземленою площиною, щоб зменшити його розмір [61]. Це призвело до 60% мініатюризації в області патча. Антена резонувала на частоті 735 МГц з частковою пропускнуою здатністю 0,5% та максимальним коефіцієнтом посилення -7,9 дБі. У [62] було досягнуто 80% зменшення розміру патча шляхом завантаження його лінією передачі МТМ. Мініатюризований МРА, що використовує CSRR, витравлений у заземленій площині, про який згадувалося в попередньому розділі [52], також можна назвати антеною, натхненою МТМ, оскільки в ньому використовувалася структура МТМ для мініатюризації. Те саме стосується інших МРА на основі CSRR, обговорених у попередньому розділі.

Підсумовуючи, для мініатюризації МРА було впроваджено різні методи, засновані на МТМ, а також натхненні МТМ. Хоча вони успішно зменшили розмір, це було пов'язано зі значними витратами з точки зору

використання складних матеріалів, дуже вузьких робочих пропускних смуг та низької ефективності випромінювання. Крім того, в методах мініатюризації МТМ слід бути обережним з моделями, що використовуються для аналізу таких структур, оскільки такі моделі зазвичай ігнорують поляризацію поля, яка може спричинити іншу поведінку порівняно з моделями нормального падіння/неполяризованого випромінювання, що використовуються в більшості аналізів для визначення ефективних властивостей середовища. Таким чином, необхідно бути обережним та повноцінно розуміти фізику.

### 1.3 Аналіз та особливості методів мініатюризації

У таблиці 1.1 підсумовано різні методи мініатюризації МРА, що обговорюються в цій статті. У таблиці виділено особливості кожного методу та перераховано його основні переваги та недоліки. Як видно з таблиці, майже всі згадані методи призводять до значної мініатюризації. Однак деякі методи, такі як складання або натхненні МТМ, можуть зробити структуру антени більш складною та неплоскою. Більше того, більшість описаних досі методів дають мало уявлення про загальну процедуру проектування та не згадують, як цей метод можна застосувати для проектування антен в інших діапазонах. Отже, цьому питанню слід приділити більше уваги в подальших роботах. Також важливо зазначити, що багато рисунків мініатюризації патчів, наведених у літературі, згадують лише зменшення розміру патча (або розміру випромінюючої структури) і не враховують розмір заземлюваної площини. Оскільки розмір заземлюваної площини значно впливає на продуктивність МРА, його не можна нехтувати при визначенні розміру мініатюризованої антени. Крім того, жодна з робіт, описаних у літературі, не порушує фундаментальних обмежень ESA, як описано в [1], і тому компроміс між розміром, коефіцієнтом посилення та пропускною здатністю необхідно ретельно контролювати залежно від конкретного застосування.

Таблиця 1.1 – Огляд методів мініатюризації МРА та їх характеристик

<b>Техніка мініатюризації</b>	<b>Особливості</b>	<b>Переваги</b>	<b>Недоліки</b>
завантаження матеріалу	високодielekтричні підкладки, керамічні підкладки, магнітодіелеkтричні підкладки	високий ступінь мініатюризації, проста процедура проектування	дорогі матеріали обмежена пропускна здатність
шортінг та фолдинг	замикаючі штифти, замикаюча стінка, складаний	мініатюризація до чотирьох разів, економічно ефективне рішення	відсутність стандартної процедури проектування, що робить геометрію антени складною, неплоскою через складання, дуже низьким коефіцієнтом посилення та спрямованості
зміна форми латки або введення слотів	фрактальна антена, інженерні провідники, прорізи в патчі	може забезпечити ширшу пропускну здатність, мініатюризацію до восьми разів	ускладнюють геометрію антени, впливають на характеристики випромінювання, відсутні стандартні процедури проектування, погана чистота поляризації
модифікації в заземленій площині	слоти в площині землі, використання DGS	мініатюризація до восьми разів, геометрія антени залишається плоскою та простою	низька ефективність збільшує рівень задньої частки, немає стандартної процедури проектування
використання МТМ	використання підкладок ENG, MNG або DNG, використання технік, натхненних МТМ	високий ступінь мініатюризації	обмежена смуга пропускання, низька ефективність, складна геометрія антени, відсутність стандартної процедури проектування

На рис. 1.11 ми порівнюємо деякі мініатюризовані антени, що обговорюються в цій статті, з точки зору їх розміру (площі) та

продуктивності пропускної здатності (посилання позначені кольором, щоб підкреслити використаний метод мініатюризації). Як згадувалося раніше, у багатьох посиланнях не наведено деталей щодо продуктивності антени в мініатюрному вигляді; отже, результати слід розглядати з обережністю та ретельно перевіряти. З цієї причини на рис. 1.11 наведено лише ті посилання, які надали повну інформацію про продуктивність антени разом із досягнутою мініатюризацією. Крім того, розміри антени були нормалізовані до розмірів стандартного МРА на підкладці FR4, що охоплює цікавий діапазон. Як чітко видно з графіка, більшість МРА малого розміру мають дуже обмежену смугу пропускання, тоді як ті, що мають ширшу смугу пропускання, мають нижчі коефіцієнти мініатюризації. Таким чином, компроміс очевидний. Менші антени також страждають від низької ефективності випромінювання, особливо коли досягається високий рівень мініатюризації.

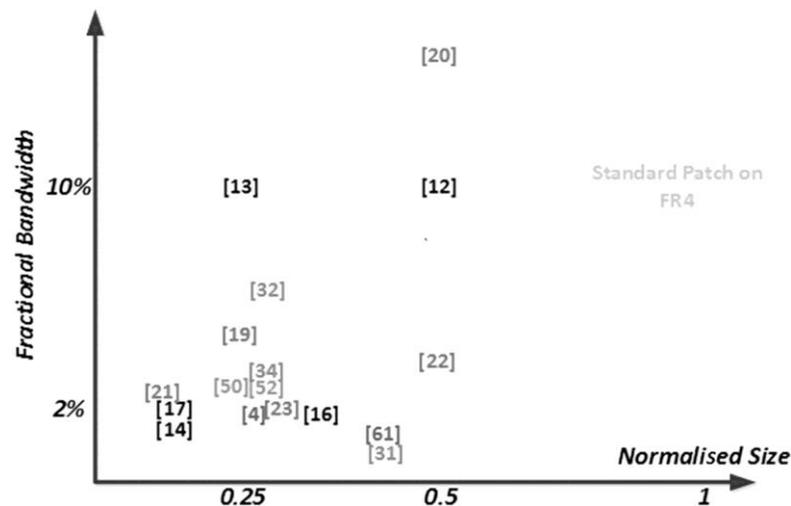


Рисунок 1.11 – Порівняння смуг пропускання різних конструкцій мініатюрних патч-антен

#### 1.4 Результати аналізу підходів до мініатюризації патч-антен

Огляд літератури показує, що всі методи зменшення габаритів патч-антени можна умовно розділити на конструктивні, матеріальні та

електромагнітні. Нижче наведено їхній системний аналіз із визначенням переваг та недоліків.

### 1) Підвищення діелектричної сталої підкладки ( $\epsilon_r$ ).

Переваги:

- значне зменшення фізичних розмірів резонатора;
- простота реалізації, не потребує складної геометрії патча;
- добре сумісний із РСВ-технологією.

Недоліки:

- зниження ефективності випромінювання через зростання діелектричних втрат;
- погіршення КСВН та можливе звуження смуги;
- більша чутливість до технологічних відхилень у параметрах підкладки.

Висновок: метод підвищення діелектричної сталої підкладки ( $\epsilon_r$ ) підходить для надкомпактних вбудованих систем, але потребує компенсації погіршення радіаційних характеристик.

### 2) Прорізи та щілинні структури (U-slot, E-slot, індукторні вікна, fractal-slots).

Переваги:

- ефективно подовження шляху струму без збільшення площі;
- можливість тонкого налаштування резонансної частоти;
- можливість широкосмугового або багатодіпазонного режиму.

Недоліки:

- складніша оптимізація;
- збільшення нерівномірності струмового розподілу  $i$ , як наслідок, потенційні паразитні резонанси;
- виготовлення може потребувати більш точного фрезерування.

Висновок: прорізи та щілинні структури – це один із найбільш збалансованих методів мініатюризації, особливо у поєднанні з іншими техніками.

### 3) Коротко замикальні штирі та пластини (shorting-pin та shorting-wall)

Переваги:

- дозволяє зменшити розміри патча до  $\sim 25\text{--}35\%$  від початкових;
- забезпечує високий коефіцієнт мініатюризації без критичного погіршення діаграми;
- добре працює у низькопрофільних антенах.

Недоліки:

- суттєве ускладнення імпедансного узгодження;
- зміна моди резонансу, що може потребувати складнішого моделювання;
- короткозамкнені конструкції більш чутливі до помилок монтажу.

Висновок: застосування коротко замикальних штирів або пластин рекомендовано для надмалих антен, але потребує досвідченого підходу до оптимізації.

#### 4) Defected Ground Structure (DGS)

Переваги:

- дозволяє змінювати характеристичний імпеданс та ефективну довжину резонатора;
- допомагає у покращенні КСВН та подавленні небажаних мод;
- може одночасно мінімізувати розмір і покращити випромінювання.

Недоліки:

- складніший аналіз та електромагнітне моделювання;
- зростає вимогливість до структури зворотного боку плати;
- можливе небажане випромінювання з тильної сторони.

Висновок: DGS – це один із найсучасніших інструментів оптимізації та мініатюризації, особливо ефективний у малогабаритних решітках.

#### 5) Застосування метаматеріалів (SRR, CSRR, CRLH-TL, AMC поверхні)

Переваги:

- можливість досягти дуже високої мініатюризації;
- підвищення ефективності за рахунок керованого фазового відгуку;

- потенціал для створення надтонких антен та антен з унікальною діаграмою.

Недоліки:

- складність реалізації та моделювання;
- висока собівартість;
- чутливість до частотних зсувів і точності виробництва.

Висновок: застосування метаматеріалів перспективне для інноваційних рішень, але не завжди економічно виправдане в масових вбудованих пристроях.

б) Композитні або багат шарові підкладки

Переваги:

- можливість одночасної мініатюризації та покращення смуги;
- краще керування полями у підкладці;
- зменшення втрат, у порівнянні з підкладками з високою  $\epsilon_r$ .

Недоліки:

- технологічна складність;
- можливе збільшення висоти антени;
- вища вартість плати.

Висновок: компромісний підхід, що дозволяє зберегти добрий баланс розміри/параметри.

Жоден метод мініатюризації не є універсальним.

У практиці проектування вбудованих антенних решіток найкращі результати забезпечують комбіновані підходи, зокрема:

- щілинні структури + DGS,
- shorting-wall + прорізи,
- підкладка високої  $\epsilon_r$  + слотинг + оптимізація форми патча,
- АМС-поверхні у поєднанні з компактними патч-елементами.

У виборі методів для твоєї магістерської роботи важливо врахувати:

- частоту та смугу,
- обмеження габаритів,

- вимоги до коефіцієнта підсилення,
- особливості розміщення в мікросистемному модулі.

### 1.5 Висновки до розділу

Огляд літератури показує, що всі методи зменшення габаритів патч-антени можна умовно розділити на конструктивні, матеріальні та електромагнітні. Нижче наведено їхній системний аналіз із визначенням переваг та недоліків.

У класичній архітектурі мікросмушкової патч-антени (Microstrip Patch Antenna, МРА) випромінювач має розміри, зіставні з приблизно половиною довжини хвилі в ефективному середовищі, що обумовлює відносно великі габарити при низьких частотах.

З розвитком мікросистемної техніки, де потрібна мініатюризація, у науковій та інженерній практиці запропоновано і досліджено низку ефективних методів зменшення геометричних розмірів патч-антен без критичного погіршення їх радіочастотних характеристик.

Серед таких методів – це підвищення діелектричної сталої підкладки (що зменшує фізичні розміри резонатора), введення «шортінгів» (shorting-pin / shorting-wall), застосування прорізів (slots), вирізів, дефектних структур землі (defected ground structures, DGS), а також використання метаматеріалів чи спеціальних конфігурацій (метаматричних структур, резонаторів, композитних підкладок) для подовження «ефективної» довжини хвилі.

Застосування цих методів дає змогу створювати так звані «мініатюрні» МРА, іноді зі зменшенням фізичного розміру на значну частку — при цьому часто досягається компроміс між габаритами антени, шириною смуги пропускання, її ефективністю та параметрами випромінювання.

Огляд показує, що патч-антени залишаються надзвичайно гнучким і популярним вибором для вбудованих, портативних або компактних пристроїв – завдяки низькопрофільній, планарній структурі, простоті

виготовлення (PCB), легкості інтеграції із мікросхемами та іншими компонентами, а також можливості комбінування в антени-решітки (arrays) або фазовані системи.

Разом з тим, при мінімізації розмірів антени зберігається необхідність обережного балансування між вимогами: резонансною частотою, імпедансним узгодженням, коефіцієнтом підсилення, ефективністю випромінювання та шириною робочої смуги. Недостатньо просто зменшити розмір — треба ретельно враховувати, як модифікації вплинуть на характеристики. Це робить комбіновані (гібридні) підходи — наприклад, поєднання slots + DGS + підкладки з високою діелектричною сталою або метаматеріалами — особливо привабливими для сучасних завдань.

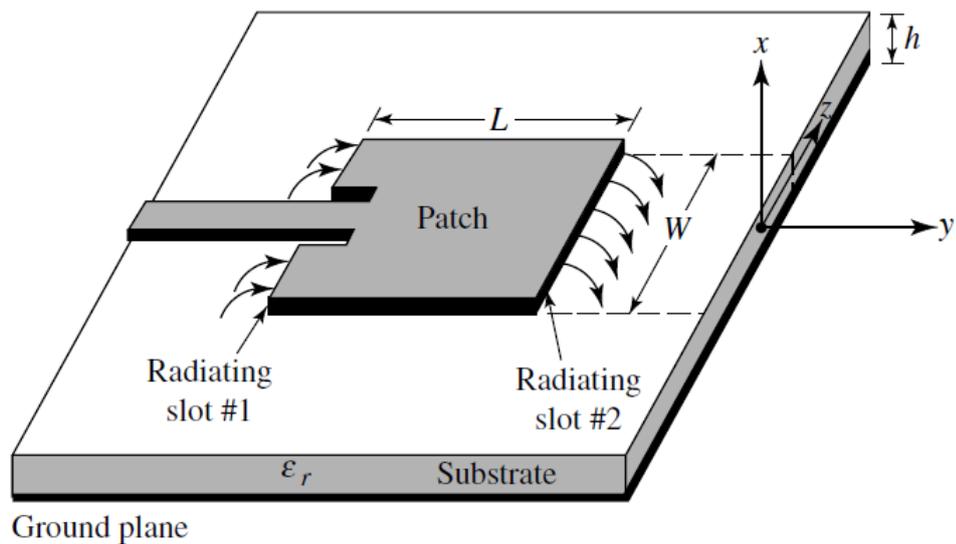
Таким чином, огляд конструкцій патч-антен та методів їх мініатюризації демонструє, що для задач вбудованих систем і мікросистемної техніки існує достатньо теоретично і практично обґрунтованих рішень, і на основі цих рішень можлива розробка компактної антенної решітки, адаптованої до обмежених габаритів та специфічних вимог інтеграції.

## 2 ТЕОРІЯ ПАТЧ-АНТЕН І ЕЛЕМЕНТІВ ЇХ КОНСТРУКЦІЇ

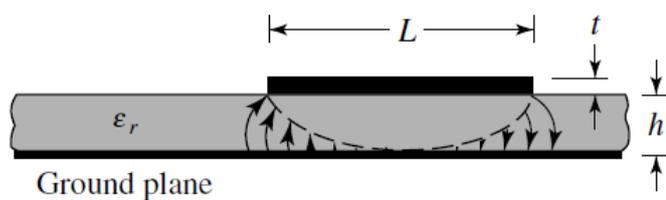
### 2.1 Основні теоретичні відомості про патч-антену

Мікросмужкові антени привернули до себе значну увагу, починаючи з 1970-х років, хоча ідея мікросмужкової антени з'явилася ще в 1953 році [1], а патент на неї був виданий у 1955 році [2]. Мікросмужкові антени, як показано на рисунку 14.1(а), складаються з дуже тонкої ( $t \ll \lambda_0$ , де  $\lambda_0$  - довжина хвилі у вільному просторі) металеві смужки (патч), розміщеної на невелику частку довжини хвилі ( $h \ll \lambda_0$ , зазвичай  $0,003\lambda_0 \leq h \leq 0,05\lambda_0$ ). Мікросмужкова антена сконструйована таким чином, що максимум її діаграми спрямованості є нормальним до антени (широкосмугового випромінювача). Це досягається правильним вибором режиму (конфігурації поля) збудження під пластиром. Для прямокутного пластиру довжина  $L$  елемента зазвичай становить  $\lambda_0/3 < L < \lambda_0/2$ . Смужка (пластир) і площина заземлення розділені діелектричним листом (так званою підкладкою), як показано на рис. 2.1(а).

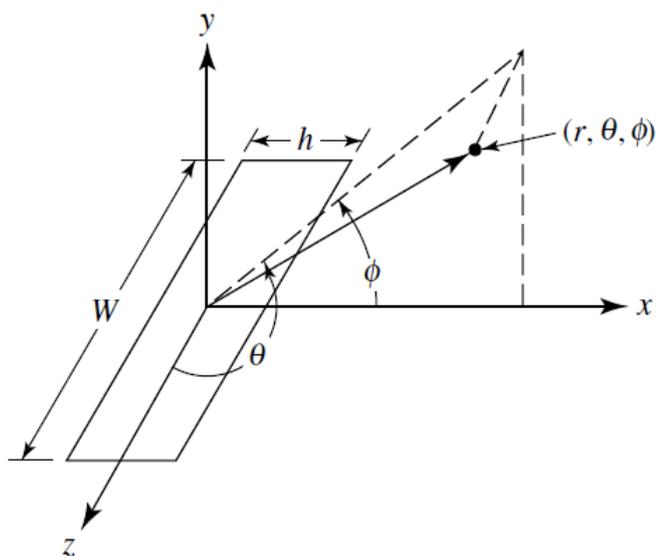
Існує багато підкладок, які можуть бути використані для проектування мікросмужкових антен, і їхні діелектричні проникності зазвичай знаходяться в діапазоні  $2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$ . Ті з них, які найбільш бажані для хороших характеристик антени - це товсті підкладки, діелектрична проникність яких знаходиться в нижній частині діапазону, оскільки вони забезпечують кращу ефективність, більшу смугу пропускання, слабо зв'язані поля для випромінювання в простір, але за рахунок більшого розміру елемента [38]. Тонкі підкладки з вищими діелектричними проникностями бажані для мікрохвильових схем, оскільки вони вимагають щільно зв'язаних полів для мінімізації небажаного випромінювання і зв'язку, і призводять до менших розмірів елементів; однак, через більші втрати, вони є менш ефективними і мають відносно меншу смугу пропускання [38].



(a)



(б)



(в)

Рисунок 2.1 – Мікросмужкова антена та система координат: (а) зовнішній вигляд мікросмужкової антени (патч антена); (б) вигляд збоку; (в) система координат для кожної випромінюючої щілини

Геометричні форми випромінювальної пластини показані на рис. 2.2.

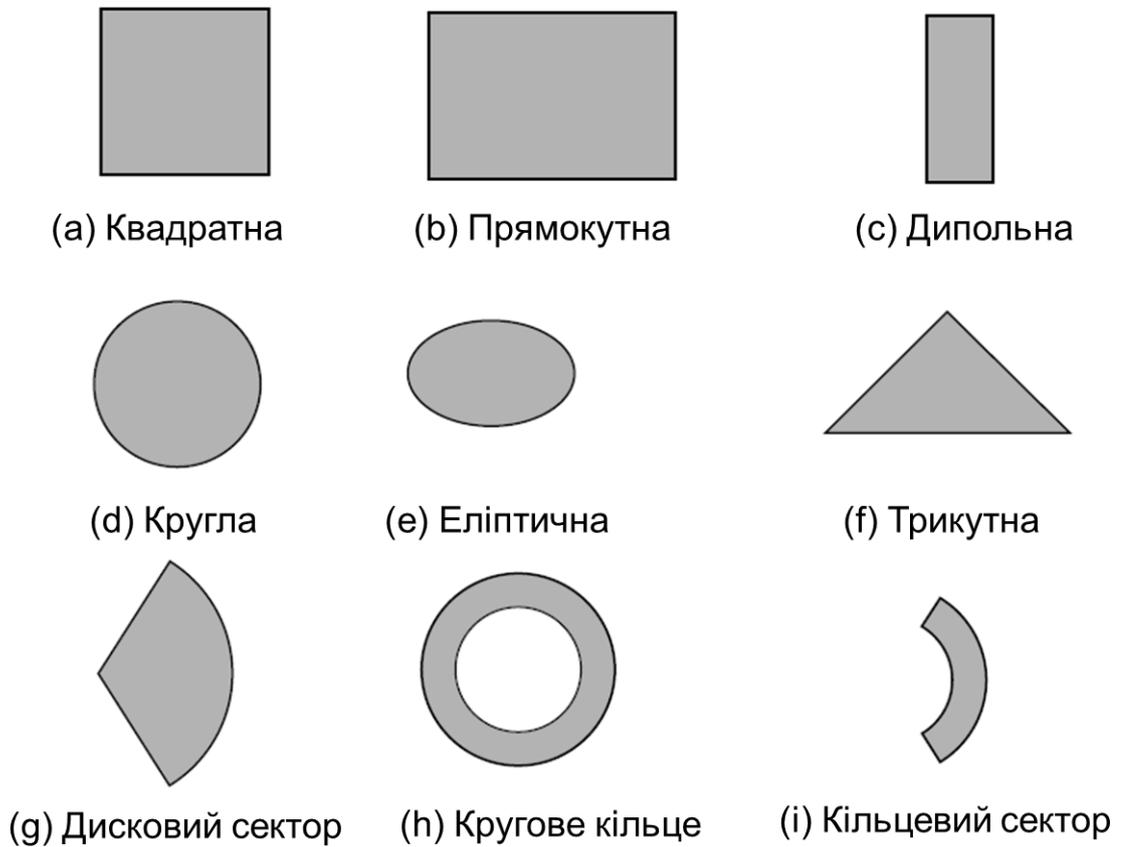


Рисунок 2.2 – Геометричні форми випромінювальної пластини мікросмужкових патч-елементів

#### Переваги мікросмужкових (патч) антен

1. Малий розмір
2. Зручність планарного виготовлення
3. Простота та дешевість
4. Механічна міцність
5. Зручність друкованої технології виготовлення
6. Універсальність

#### Недоліки мікросмужкових (патч) антен

1. Низька потужність
2. Вузька смуга
3. Висока електромагнітна сигнатура за смугою робочого діапазону відносно центральної частоти

4. У великих масивах антенних решіток потрібно шукати компроміс між шириною смуги частот і сканованим об'ємом
5. Надто великі розміри в метровому і дециметровому діапазонах частот

## 2.2 Аналіз методів живлення патч-антен

Найбільш поширеними методами живлення (Feeding Methods) патч-антен є такі:

1. Мікросмужкова лінія передачі (Microstrip feed line)
2. Коаксіальне зондове живлення (Coaxial probe feed)
3. Живлення зі зв'язаною апертурою (Aperture-coupled feed)
4. Безконтактне живлення (Proximity-coupled feed)

Еквівалентні схеми цих методів живлення наведені на рис. 2.3.

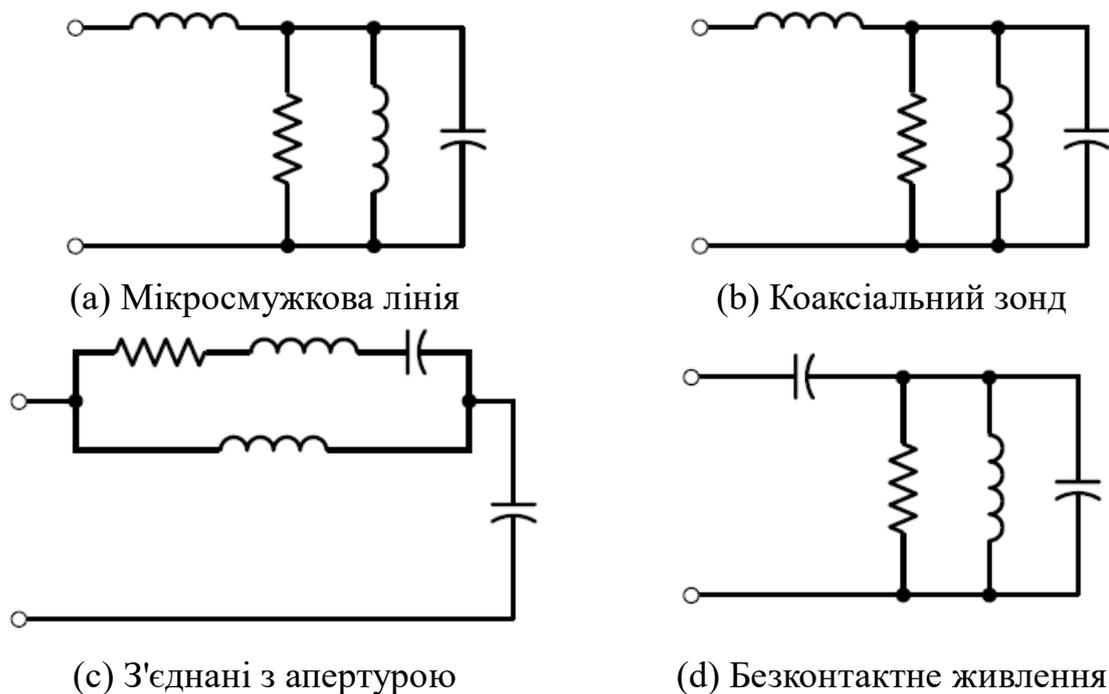


Рисунок 2.3 – Еквівалентні схеми для типових видів живлення патч антен

Мікросмужка є провідною лінією, зазвичай набагато меншою по ширині порівняно з патч (рис. 2.4). Мікросмужкову лінію живлення легко виготовити, її легко підігнати, контролюючи положенням вставки і досить

просто моделювати. Однак зі збільшенням товщини підкладки поверхневі хвилі і паразитне випромінювання збільшуються, що для практичних конструкцій обмежує смугу пропускання (зазвичай 2-5%).

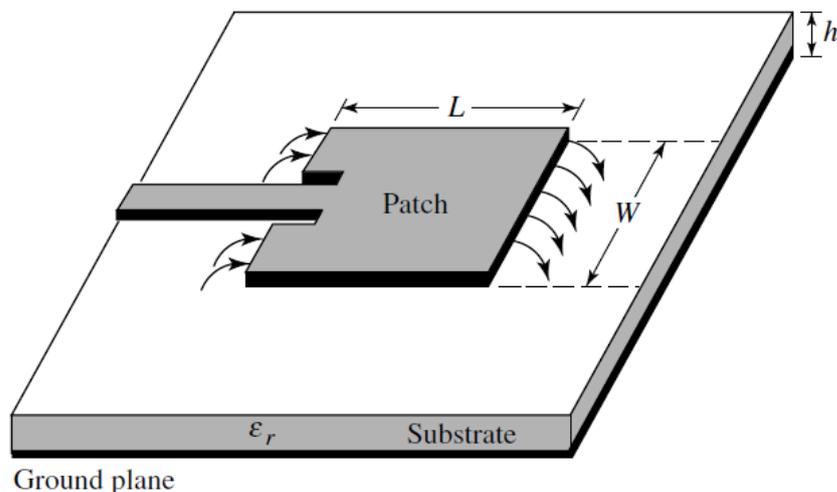


Рисунок 2.4 – Мікросмужкова лінія живлення патч-антени

Коаксіальні лінії, де внутрішній провідник коаксіального кабелю приєднаний до випромінювального патчу а зовнішній провідник з'єднаний з площиною заземлення, також широко використовуються. Коаксіальний кабель для зонда також легко виготовити і підібрати, і він має низький рівень паразитного випромінювання. Однак він також має вузьку смугу пропускання, і його складніше моделювати, особливо для товстих підкладок ( $h > 0,02\lambda_0$ ).

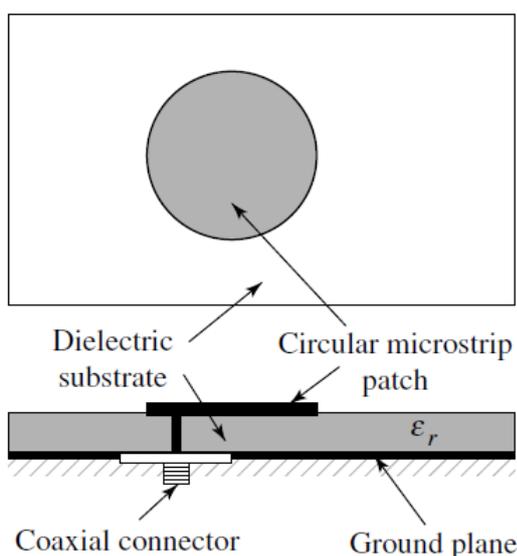


Рисунок 2.5 – Коаксіальний фідер живлення патч-антени

Як мікросмужкова лінія живлення, так і коаксіальний зонд мають властиву асиметрію, яка генерує моди вищого порядку, що призводить до появи крос-поляризованого випромінювання. Для подолання деяких з цих проблем були введені безконтактні апертурні зв'язки, як показано на рис. 2.6 і рис. 2.7.

Апертурний з'єднувач на рис. 2.6 найскладніший у виготовленні з усіх чотирьох, до того ж він має вузьку смугу пропускання. Однак його дещо легше моделювати і він має помірно паразитне випромінювання. Апертурний зв'язок складається з двох підкладок, розділених площиною заземлення. На нижній стороні нижньої підкладки є лінія живлення мікросмужки, енергія якої з'єднується з патчем через щілину на площині заземлення, що розділяє дві підкладки. Таке розташування дозволяє незалежно оптимізувати механізм подачі та випромінюючий елемент.

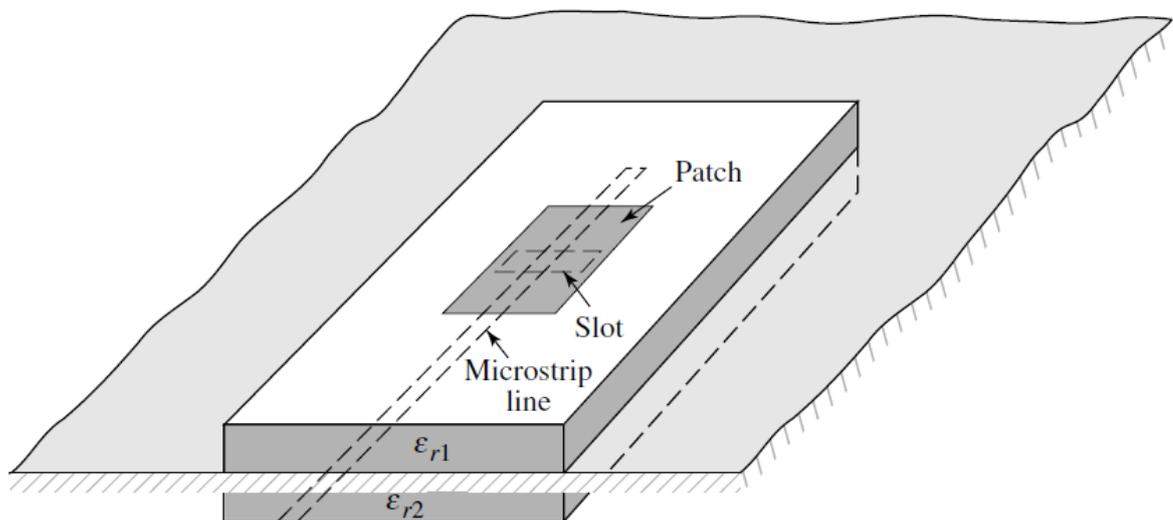


Рисунок 2.6 – Живлення патч-антени апертурним зв'язком

Зазвичай матеріал з високою діелектричною проникністю використовується для нижньої підкладки, а товстий матеріал з низькою діелектричною проникністю - для верхньої підкладки. Площина заземлення між підкладками також ізолює живлення від випромінюючого елемента і мінімізує вплив паразитного випромінювання на формування діаграми

спрямованості і поляризаційної чистоти. Для цієї конструкції електричні параметри підкладки, ширина лінії підведення а також розмір і положення прорізів можуть бути використані для оптимізації конструкції. Зазвичай узгодження виконується шляхом контролю ширини лінії подачі та довжини щілини. Зчеплення через щілину можна змодельювати за допомогою теорії Бете, яка також використовується для врахування зв'язку через малий отвір у провідній площині. Ця теорія була успішно використана для аналізу хвилеводних з'єднувачів, що використовують зв'язок через щілини. У цій теорії щілина представлена еквівалентним нормальним електричним диполем для врахування нормальної складової (до щілини) електричного поля, та еквівалентним горизонтальним магнітним диполем для врахування тангенціальної складової (до щілини) магнітного поля.

Якщо щілину відцентровано під патчем, де в ідеалі для домінуючої моди електричне поле дорівнює нулю, а магнітне поле максимальне, домінуватиме магнітний зв'язок (рис. 2.7). Це також призводить до хорошої поляризаційної чистоти і відсутності перехресно поляризованого випромінювання в головних площинах.

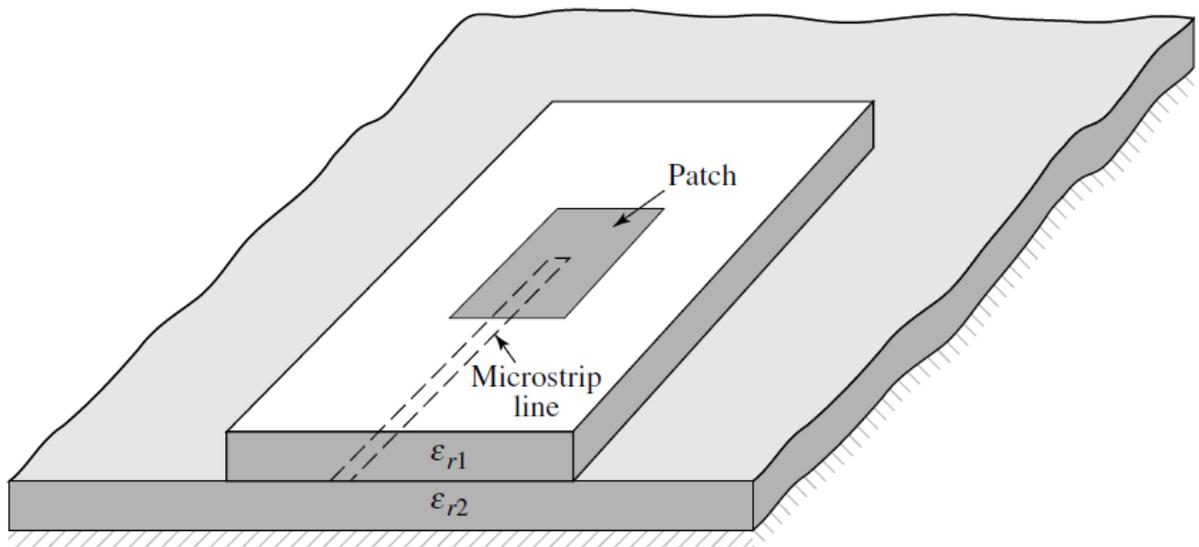


Рисунок 2.7 – Безконтактне живлення патч-антени

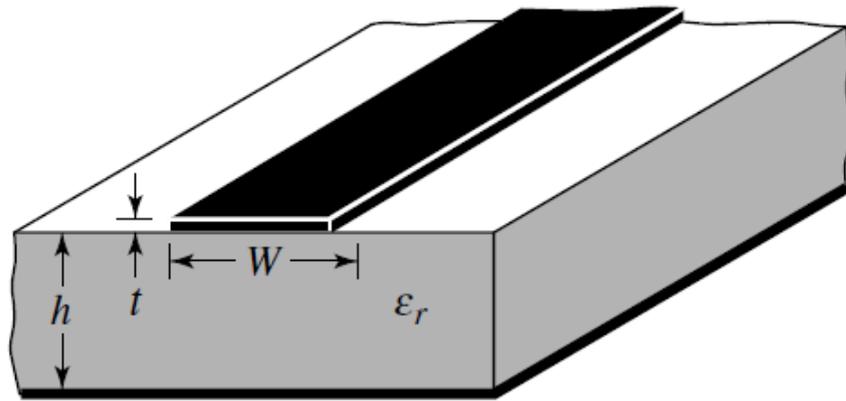
З чотирьох описаних тут способів подачі живлення, безконтактний зв'язок має найбільшу смугу пропускання (до 13%), його досить легко моделювати і має низький рівень паразитного випромінювання. Однак його виготовлення є дещо складнішим. Довжина довжина живильного шлейфу і відношення ширини до довжини лінії патча можуть бути використані для контролю збігом.

### 2.3 Прямокутна патч-антена

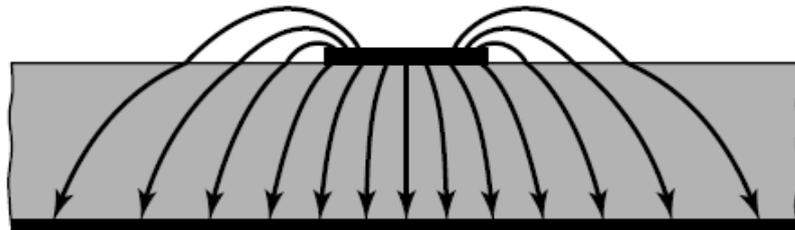
Прямокутна патч-антена є найбільш поширеною конфігурацією [1,2].

Оскільки розміри патча обмежені по довжині та ширині, поля на краях патча зазнають окантовки. Це проілюстровано вздовж довжини на рис. 2.1(а,б) для двох випромінюючих щілин мікросмушкової антени. Те ж саме стосується уздовж ширини. Кількість ліній окантовки залежить від розмірів смужки і висоти підкладки. Для головної Е-площини (ху-площини) окантовка є функцією від відношення довжини ділянки  $L$  до висоти  $h$  підкладки ( $L/h$ ) і діелектричної проникності  $\epsilon_r$  підкладки. Оскільки для мікросмушкових антен  $L/h \gg 1$ , облямовування зменшується, однак його необхідно враховувати, оскільки воно впливає на резонансну частоту антени. Те ж саме стосується і ширини.

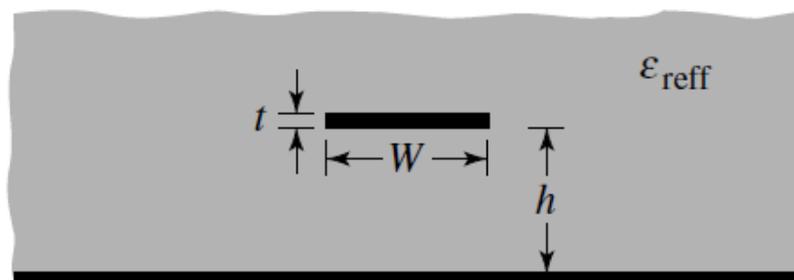
Для мікросмушкової лінії, показаної на рис. 2.8(а), типові лінії електричного поля показані на рис. 2.8(б). Це неоднорідна лінія з двох діелектриків; як правило, це підкладки та повітря. Як видно, більшість ліній електричного поля знаходиться в підкладці а частини деяких ліній існують у повітрі. Якщо  $W/h \gg 1$  і  $\epsilon_r \gg 1$ , тоді силові лінії електричного поля зосереджуються переважно в підкладці. Облямівка в цьому випадку робить лінію мікросмушки електрично ширшою порівняно з її фізичними розмірами.



(a) Мікросмужкова лінія



(б) Лінії електричного поля



(в) Ефективна діелектрична проникність

Рисунок 2.8 – Мікросмужкова лінія (а) та силові лінії її електричного поля (б), а також ефективна діелектрична проникність підкладки (в)

Оскільки частина хвиль поширюється в підкладці, а частина в повітрі, вводиться ефективна діелектрична проникність  $\epsilon_{r\text{eff}}$ , яка враховує щоб врахувати облямовування і поширення хвиль у лінії. Щоб ввести ефективну діелектричну проникність, припустимо, що центральний провідник мікросмужкової лінії з його початковими розмірами і висотою над поверхнею землі занурений в один діелектрик, як показано на рис. 2.8(в). Ефективна діелектрична діелектрична проникність визначається як діелектрична

проникність однорідного діелектричного матеріалу, так що лінія на рис. 2.8(в) має ідентичні електричні характеристики, зокрема, діелектричну проникність, з фактичною лінією на рис. 2.8(в) з реальною лінією на рис. 2.8(а). Для лінії з повітрям над підкладкою ефективна діелектрична проникність має значення в діапазоні  $1 < \epsilon_{r\text{eff}} < \epsilon_r$ . Для більшості застосувань, де діелектрична проникність підкладки набагато більша за одиницю ( $\epsilon_r \gg 1$ ), значення  $\epsilon_{r\text{eff}}$  буде ближче до значення фактичної діелектричної проникності  $\epsilon_r$  підкладки. Ефективна діелектрична проникність також залежить від частоти. Зі збільшенням частоти роботи більшість силових ліній електричного поля концентрується в підкладці. Тому лінія мікросмужки поводить себе більше як однорідна лінія одного діелектрика (тільки підкладка), а ефективна діелектрична проникність наближається до значення діелектричної проникності підкладки. Типові зміни ефективної діелектричної проникності в залежності від частоти ефективної діелектричної проникності для мікросмужкової лінії з трьома різними підкладками показано на рис. 2.9.

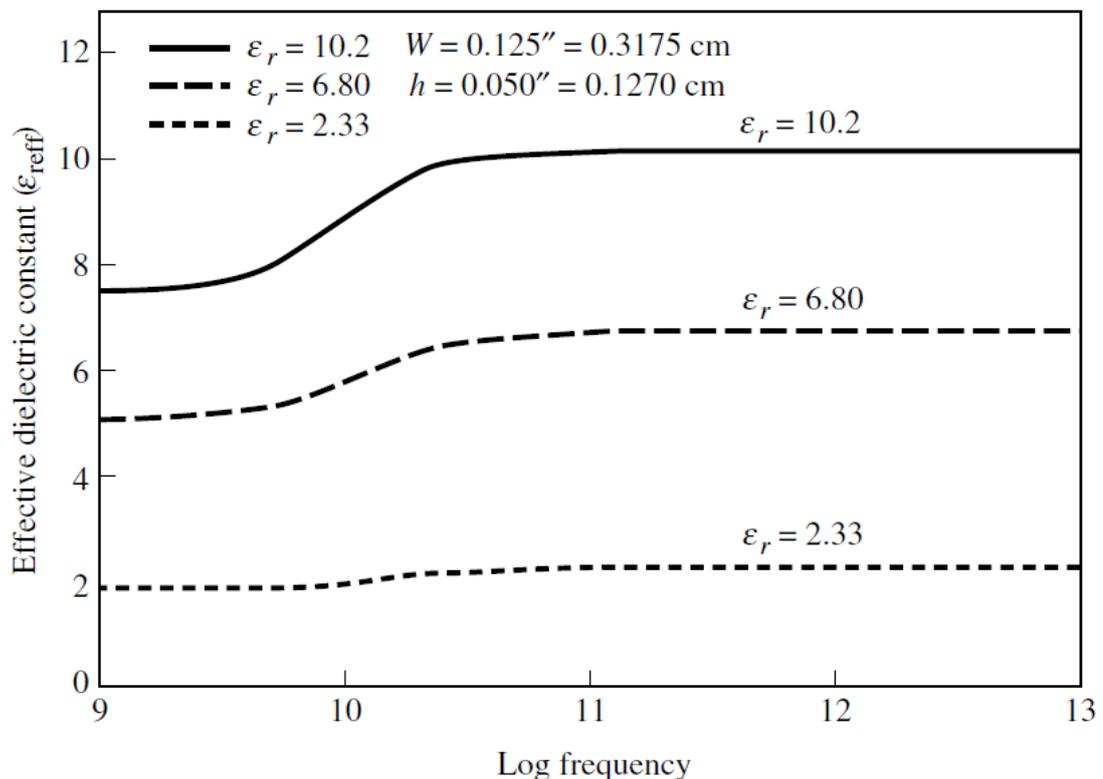


Рисунок 2.9 – Ефективна діелектрична проникність в залежності від частоти для типових діелектричних підкладок

Для низьких частот ефективна діелектрична проникність практично постійна. На проміжних частотах її значення починають монотонно зростати і в решті-решт наближаються до значень діелектричної проникності підкладки. Початкові значення (на низьких частотах) ефективної діелектричної проникності називаються статичними, і вони визначаються згідно формули

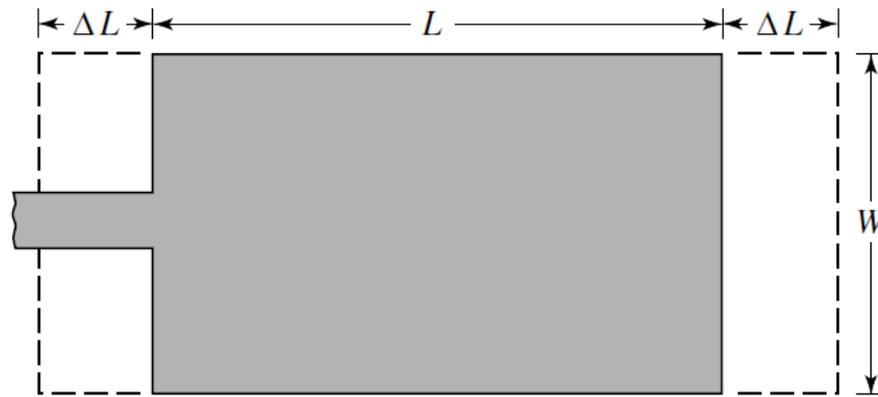
$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (2.1)$$

2.4 Ефективна довжина, резонансна частота та ефективна ширина прямокутного патча

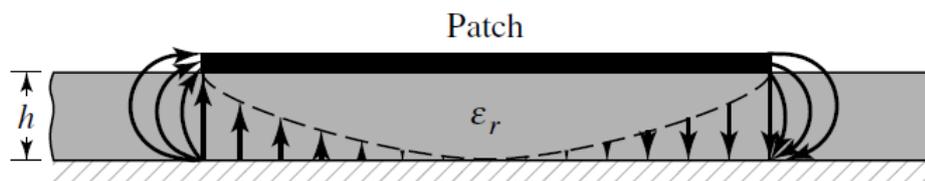
Через ефекти окантовки електрично діаграма спрямованості мікросмушкової антени виглядає більшою, ніж її фізичні розміри. Для основної Е-площини (ху-площина) це продемонстровано на рис. 2.10, де розміри смужки вздовж її довжини збільшені на кожному кінці на відстань  $\Delta L$ , яка є функцією ефективної діелектричної проникності діелектричної проникності  $\epsilon_{r \text{ eff}}$  та відношення ширини до висоти ( $W/h$ ).

Дуже популярна і практична наближена залежність для нормованого збільшення довжини має вигляд

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0.3) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (2.2)$$



(a) Вигляд згори



(б) Вигляд збоку

Рисунок 2.10 – Фізична та ефективна довжина прямокутного мікросмушкового патча: (а) вигляд згори; (б) вигляд збоку

Оскільки довжину смуги було збільшено на  $\Delta L$  з кожного боку, ефективна довжина патча тепер становить ( $L = \lambda/2$  для домінуючого режиму  $TM_{010}$  без окантовки)

$$L_{\text{eff}} = L + 2\Delta L \quad (2.3)$$

Для домінуючого режиму  $TM_{010}$  резонансна частота мікросмушкової антени є функцією її довжини. Зазвичай вона задається формулою

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_r}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = \frac{v_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.4)$$

де  $v_0$  - швидкість світла у вільному просторі. Оскільки (2.4) не враховує облямовування, її треба модифікувати, щоб врахувати крайові ефекти, і обчислювати за допомогою

$$\begin{aligned}
 (f_{rc})_{010} &= \frac{1}{2L_{\text{eff}}\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = \frac{1}{2(L + 2\Delta L)\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} \\
 &= q \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_r}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = q \frac{v_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}}
 \end{aligned}
 \tag{2.5}$$

де

$$q = \frac{(f_{rc})_{010}}{(f_r)_{010}} \tag{2.6}$$

Коефіцієнт  $q$  називається краєвим коефіцієнтом (коефіцієнтом зменшення довжини). Зі збільшенням висоти підкладки висота підкладки також збільшується, що призводить до збільшення відстаней між випромінюючими краями і зниження резонансних частот.

## 2.5 Послідовність проектування прямокутного патча

На основі описаного спрощеного формулювання описано процедуру проектування яка приводить до практичних конструкцій прямокутних мікросмушкових антен. Процедура припускає, що задана інформація включає діелектричну проникність підкладки ( $\epsilon_r$ ), резонансну частоту ( $f_r$ ) і висоту підкладки  $h$ . Процедура полягає в наступному:

- Вказані параметри:  $\epsilon_r, f_r$  (у Гц) та  $h$ .
- Потрібно визначити:  $W, L$ .

Процедура проектування:

1) Для ефективного випромінювача практична ширина, яка забезпечує хорошу ефективність випромінювання, становить

$$W = \frac{1}{2f_r\sqrt{\mu_0\epsilon_0}}\sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{v_0}{2f_r}\sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \tag{2.7}$$

2) Визначити ефективну діелектричну проникність мікросмушкової антени, використовуючи (2.1).

3) Знайшовши  $W$  за допомогою (2.7), визначте збільшення довжини  $3L$  за допомогою (2.2).

4) Тепер фактичну довжину смужки можна визначити, розв'язавши (2.5) для  $L$ , або

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} - 2\Delta L \quad (2.8)$$

або

$$L \approx (0.47 - 0.49) \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} = (0.47 - 0.49)\lambda_d \quad (2.9)$$

На основі цієї конструкції було виготовлено та протестовано експериментальний прямокутний патч. До нього підводиться зонд знизу знизу коаксіальною лінією, як показано на рисунку 2.8(a).

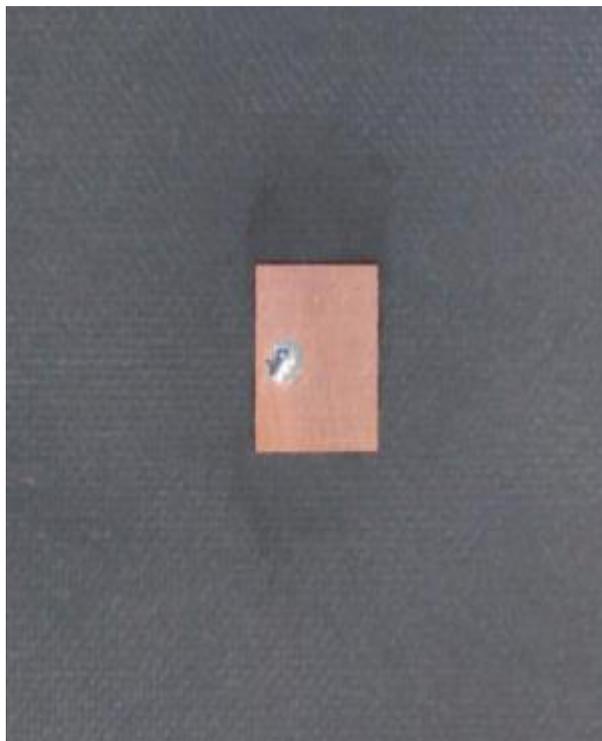


Рисунок 2.8 – Експериментальна модель прямокутної патч-антени з живленням коаксіальним фідером

## 2.6 Висновки до розділу

У цьому розділі було розглянуто теоретичні засади побудови патч-антен, що є основою для їх подальшого проектування та оптимізації у складі планарних антенних систем. На основі проведеного аналізу можна зробити такі висновки.

У підрозділі 2.1 узагальнено основні теоретичні положення функціонування патч-антен, зокрема їх електромагнітну природу як резонансних структур типу відкритих резонаторів. Показано, що патч-антена працює на принципі збудження стоячих хвиль у тонкому діелектричному шарі та формує випромінювання через відкриті краї патча. Визначено ключові параметри, які впливають на характеристики антени: діелектрична проникність підкладки, товщина підкладки, геометрія патча, втрати та тип збудження.

У підрозділі 2.2 проведено порівняльний аналіз методів живлення патч-антен, серед яких коаксіальна проба, мікросмужкова лінія, апертурне та інші види щілинного або електромагнітного збудження. Показано, що кожен метод має свої переваги та обмеження: простота реалізації, зручність інтеграції в мікросистемні пристрої, рівень втрат, ширина смуги пропускання та можливість точної імпедансної адаптації. Зроблено висновок, що вибір методу живлення суттєво визначає конструктивні та електродинамічні характеристики антени.

У підрозділах 2.3 і 2.4 детально розглянуто параметри прямокутної патч-антени — найпоширенішої різновидності мікросмужкових антен. Охарактеризовано її електромагнітний еквівалент, наведено аналітичні залежності для розрахунку ефективної довжини, ефективної ширини та резонансної частоти. Особливу увагу приділено впливу ефекту "подовження" електричної довжини через фринжинг-поля та ролі ефективної діелектричної проникності. Це забезпечує основу для точного попереднього синтезу антени,

що дозволяє мінімізувати кількість ітерацій на етапі електромагнітного моделювання.

У підрозділі 2.5 представлено узагальнену послідовність проектування прямокутного патча, яка включає визначення робочої частоти, вибір підкладки, розрахунок геометричних параметрів, вибір типу збудження та етап електромагнітної оптимізації. Сформовано покрокову методику, яка може бути використана як стандартна процедура розробки мікросмужкових антен для вбудованих бездротових систем.

Узагальнюючи викладений матеріал, можна зробити висновок, що отримані теоретичні положення формують необхідну основу для подальшого практичного синтезу та чисельного моделювання патч-антен і антенних решіток у наступних розділах роботи. Розуміння електромагнітних механізмів, впливу конструктивних параметрів та принципів живлення є ключовим фактором для створення високоефективних планарних антен, оптимізованих під вимоги мікросистемної техніки.

Теоретичні моделі прямокутного патча та аналітичні співвідношення для розрахунку його основних розмірів дали змогу сформулювати структуроване уявлення про залежність резонансних властивостей від геометрії та електричних характеристик підкладки. Це створює основу для прогнозованого проектування антен із заданою робочою частотою, мінімізуючи необхідність широких параметричних пошуків.

## 3 ТЕОРЕТИЧНІ ДОСЛІДЖЕННЯ ПЛАНАРНОЇ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ З ПАТЧ АНТЕН

### 3.1 Загальні відомості про планарні решітки антен

Крім розміщення елементів уздовж лінії (для формування лінійного масиву), окремі радіатори можна розташувати вздовж прямокутної сітки, утворюючи прямокутну або планарну решітку. Планарні решітки забезпечують додаткові змінні, які можна використовувати для керування та формування структури масиву. Планарні решітки є більш універсальними і можуть створювати більш симетричні візерунки з нижчими бічними пелюстками. Крім того, їх можна використовувати для сканування головного променя антени в будь-яку точку простору. Області застосування включають радіолокацію стеження, пошукова радіолокація, дистанційне зондування, зв'язок та багато інших.

Плоский масив гнізд, що використовується в системі попередження і управління повітряним десантом (AWACS), показаний на рис. 3.1. Він використовує прямокутні хвилеводи, розміщені вертикально, зі щілинами на вузькій стінці хвилеводів. хвилеводів з прорізами на вузькій стінці. Система має огляд місцевості на  $360^\circ$  і на робочих висотах може виявляти цілі за сотні кілометрів. Зазвичай її монтують на висоті над фюзеляжем літака.

### 3.2 Множник системи планарної решітки

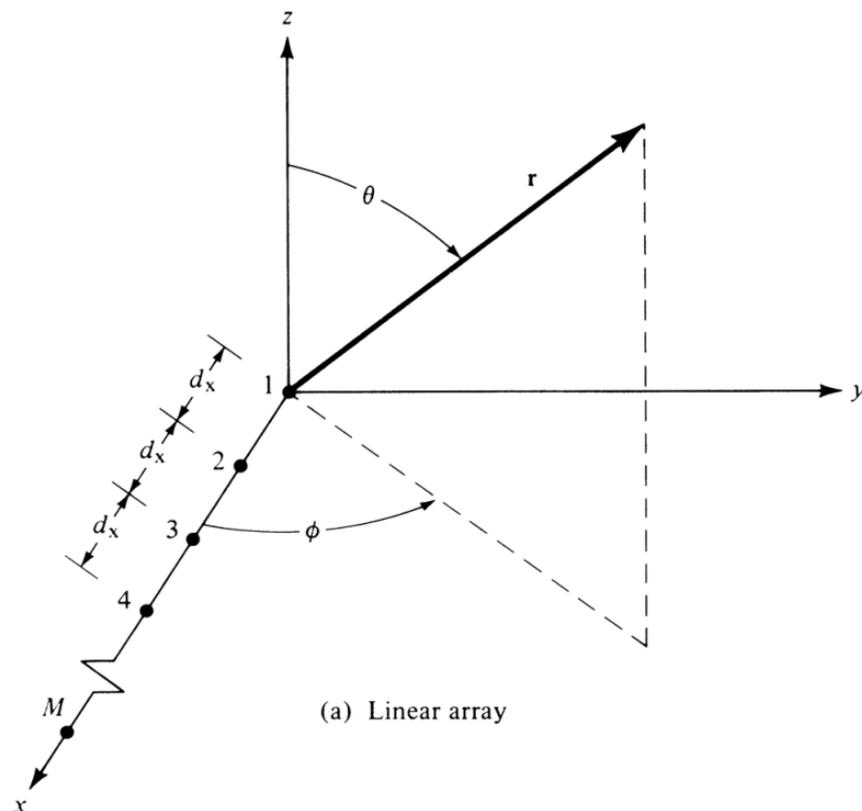


Рисунок 3.1 – Планарна антенна решітка AWACS з хвилеводними щілинами

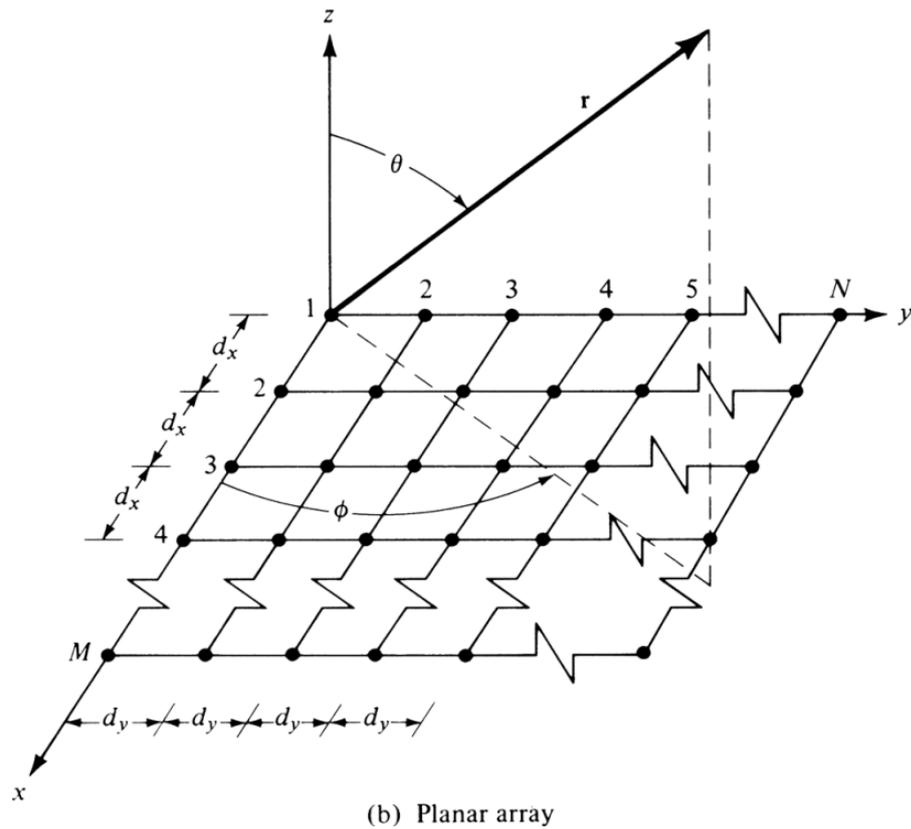
Щоб отримати множник системи для планарної решітки, звернімося до рисунка 3.2. Якщо  $M$  елементів спочатку розміщено вздовж осі  $x$ , як показано на рис. 3.2(а), тоді множник системи решітки можна записати як

$$AF = \sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)(kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x)} \quad (3.1)$$

де  $I_{m1}$  – коефіцієнт збудження кожного елемента. Відстань і прогресивний фазовий зсув між елементами вздовж осі  $x$  позначаються, відповідно,  $d_x$  і  $\beta_x$ . Якщо  $N$  таких решіток розмістити поруч у напрямку  $y$  на відстані  $dy$  одна від одної з прогресивною фазою  $\beta_y$ , то утвориться прямокутна решітка, як показано на рис. 3.2(б).



(a)



(б)

Рисунок 3.2 – Геометрія лінійної (а) та планарної (б) решіток

Коефіцієнт масиву для всієї планарної решітки можна записати як

$$AF = \sum_{n=1}^N I_{1n} \left[ \sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)(kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x)} \right] e^{j(n-1)(kd_y \sin \theta \sin \phi + \beta_y)} \quad (3.2)$$

або

$$AF = S_{xm} S_{yn} \quad (3.3)$$

де

$$S_{xm} = \sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)(kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x)} \quad (3.4)$$

$$S_{yn} = \sum_{n=1}^N I_{1n} e^{j(n-1)(kd_y \sin \theta \sin \phi + \beta_y)} \quad (3.5)$$

Рівняння (3.3) показує, що множник системи прямокутного масиву є добутком множників системи решіток за напрямками  $x$  та  $y$ .

Якщо амплітудні коефіцієнти збудження елементів масиву в напрямку  $y$  пропорційні коефіцієнтам вздовж  $x$ , то амплітуду  $(m, n)$ -го елемента можна записати як

$$I_{mn} = I_{m1}I_{1n} \quad (3.6)$$

Якщо до того ж амплітудне збудження всього масиву рівномірне ( $I_{mn} = I_0$ ), тоді (3.2) можна виразити у вигляді

$$AF = I_0 \sum_{m=1}^M e^{j(m-1)(kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x)} \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(kd_y \sin \theta \sin \phi + \beta_y)} \quad (3.7)$$

У нормованому вигляді множник решітки можна записати у вигляді

$$AF_n(\theta, \phi) = \left\{ \frac{1}{M} \frac{\sin\left(\frac{M}{2}\psi_x\right)}{\sin\left(\frac{\psi_x}{2}\right)} \right\} \left\{ \frac{1}{N} \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi_y\right)}{\sin\left(\frac{\psi_y}{2}\right)} \right\} \quad (3.8)$$

де

$$\psi_x = kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x \quad (3.9)$$

$$\psi_y = kd_y \sin \theta \sin \phi + \beta_y \quad (3.10)$$

Коли відстань між елементами дорівнює або перевищує  $\lambda/2$ , можуть утворюватися множинні максимуми однакової можуть утворюватися декілька однакових за величиною максимумів. Головний максимум називається головною пелюсткою, а решта пелюстками решітки. Пелюстка решітки визначається як «пелюстка, відмінна від головної пелюстки, що створюється решітчастою антеною, коли відстань між елементами є достатньо великою, щоб дозволити синфазне додавання випромінюваних полів у більш ніж

одному напрямку». Щоб сформувати або уникнути гратчастих пелюсток в прямокутній антенній решітці, необхідно дотримуватися тих же принципів, що і для лінійної решітки. Щоб уникнути пелюсток решітки в площинах  $x$ - $z$  і  $y$ - $z$  площинах, відстань між елементами в  $x$ - і  $y$ -напрявках відповідно повинна бути меншою, ніж  $\lambda/2$  ( $d_x < \lambda/2$  і  $d_y < \lambda/2$ ).

Для прямокутної решітки головна пелюстка і пелюстки решітки  $S_{xm}$  і  $S_{yn}$  в (3.4) і (3.5) розташовані в точках

$$kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x = \pm 2m\pi \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (3.11)$$

$$kd_y \sin \theta \sin \phi + \beta_y = \pm 2n\pi \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (3.12)$$

Фази  $\beta_x$  і  $\beta_y$  не залежать одна від одної, і їх можна регулювати так, щоб головний промінь  $S_{xm}$  не збігався з головним променем  $S_{yn}$ . Однак у більшості практичних застосувань потрібно, щоб кінчні головні промені  $S_{xm}$  і  $S_{yn}$  перетинаються, а їхні максимуми спрямовані в одному напрямку. Якщо бажано мати лише один головний промінь, спрямований вздовж  $\theta = \theta_0$  і  $\phi = \phi_0$ , то прогресивний фазовий зсув між елементами в напрямках  $x$  та  $y$  має дорівнювати

$$\beta_x = -kd_x \sin \theta_0 \cos \phi_0 \quad (3.13)$$

$$\beta_y = -kd_y \sin \theta_0 \sin \phi_0 \quad (3.14)$$

При одночасному розв'язуванні (3.13) і (3.14) також можуть бути виражені як

$$\tan \phi_0 = \frac{\beta_y d_x}{\beta_x d_y} \quad (3.15)$$

$$\sin^2 \theta_0 = \left( \frac{\beta_x}{kd_x} \right)^2 + \left( \frac{\beta_y}{kd_y} \right)^2 \quad (3.16)$$

Головний максимум ( $m = n = 0$ ) і пелюстки решітки можуть бути розташовані за допомогою

$$kd_x(\sin \theta \cos \phi - \sin \theta_0 \cos \phi_0) = \pm 2m\pi, \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (3.17)$$

$$kd_y(\sin \theta \sin \phi - \sin \theta_0 \sin \phi_0) = \pm 2n\pi, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (3.18)$$

$$\sin \theta \cos \phi - \sin \theta_0 \cos \phi_0 = \pm \frac{m\lambda}{d_x}, \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (3.19)$$

$$\sin \theta \sin \phi - \sin \theta_0 \sin \phi_0 = \pm \frac{n\lambda}{d_y}, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (3.20)$$

які при одночасному розв'язанні зводяться до

$$\phi = \tan^{-1} \left[ \frac{\sin \theta_0 \sin \phi_0 \pm n\lambda/d_y}{\sin \theta_0 \cos \phi_0 \pm m\lambda/d_x} \right] \quad (3.21)$$

або

$$\theta = \sin^{-1} \left[ \frac{\sin \theta_0 \cos \phi_0 \pm m\lambda/d_x}{\cos \phi} \right] = \sin^{-1} \left[ \frac{\sin \theta_0 \sin \phi_0 \pm n\lambda/d_y}{\sin \phi} \right] \quad (3.22)$$

Для того, щоб виникла справжня пелюстка решітки, обидві форми (3.22) повинні задовольнятися одночасно (тобто, приводити до одного і того ж значення  $\theta$ ).

Щоб продемонструвати принципи теорії плоских масивів, тривимірний шаблон масиву  $5 \times 5$  елементів з рівномірною амплітудою  $5 \times 5$  елементів з рівномірною амплітудою,  $\beta_x = \beta_y = 0$  і  $d_x = d_y = \lambda/4$ , показано на рис. 3.3. Максимум максимум орієнтовано вздовж  $\theta_0 = 0^\circ$  і показано лише картину над площиною  $x$ - $y$ . Ідентична картина картина формується в нижній півсфері, яку можна зменшити за допомогою площини заземлення.

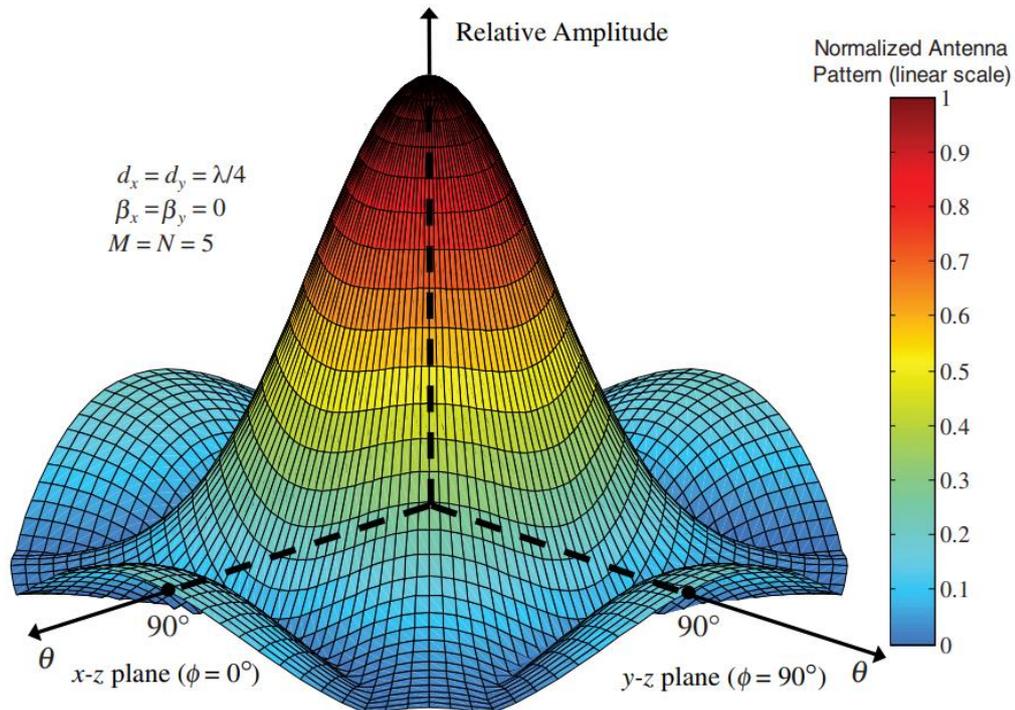


Рисунок 3.3 – Тривимірна діаграма спрямованості плоскої антенної решітки з ізотропних елементів з відстанню між ними  $d_x = d_y = \lambda/4$ , і рівними амплітудними та фазовими збудженнями

Щоб дослідити зміну картини як функцію відстані між елементами, тривимірна картина того самого пучка ізотропних джерел розміром  $5 \times 5$  елементів з  $d_x = d_y = \lambda/2$  і  $\beta_x = \beta_y = 0$  показана на рис. 3.3. На відміну від рис. 3.2, картина на рисунку 3.3 має повні малі пелюстки в усіх площинах. На рис. 3.34 показано відповідні двовимірні моделі рельєфу з розрізами під кутами  $\phi = 0^\circ$  (площина  $x$ - $z$ ),  $\phi = 90^\circ$  (площина  $y$ - $z$ ) і  $\phi = 45^\circ$ . Дві основні форми ( $\phi = 0^\circ$  і  $\phi = 90^\circ$ ) ідентичні. Візерунки на рис. 3.3 і рис. 3.4 демонструють чотирикратну симетрію.

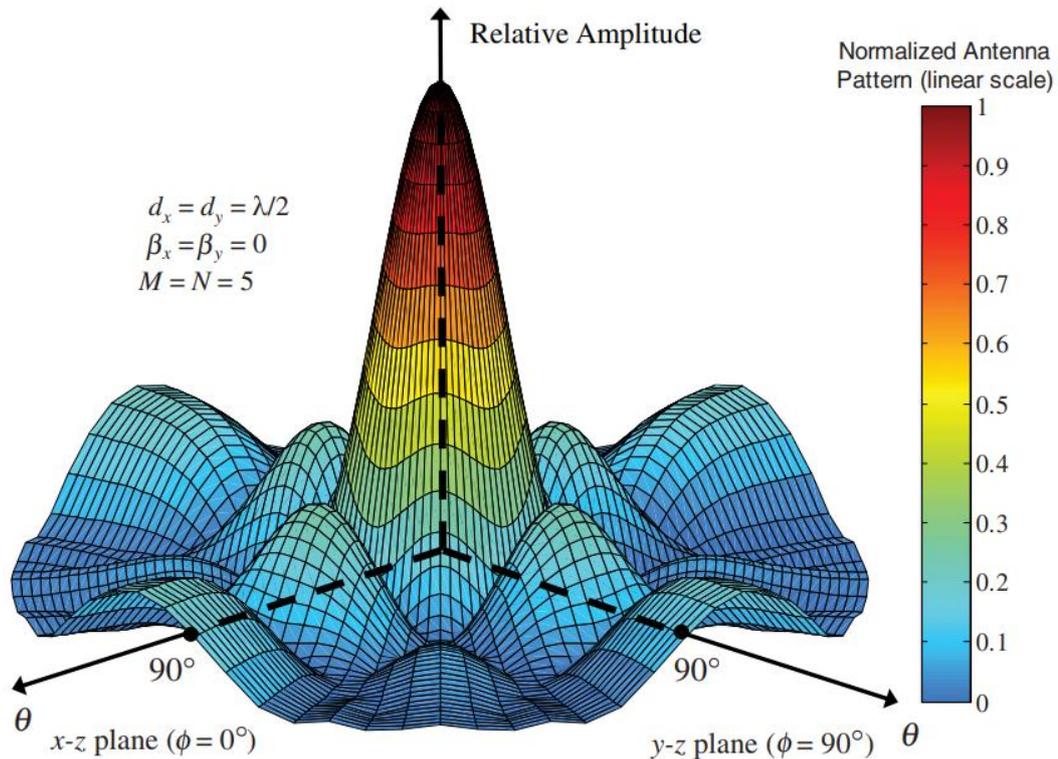


Рисунок 3.4 – Тривимірна діаграма спрямованості плоскої антенної решітки з ізотропних елементів з відстанню між ними  $d_x = d_y = \lambda/2$ , і рівними амплітудними та фазовими збудженнями

Як обговорювалося раніше, решітки мають широкую універсальність у своїх характеристиках випромінювання. Найпоширенішою характеристикою решітки є її механізм сканування. Для ілюстрації цього можна розглянути тривимірну діаграму спрямованості тієї ж самої решітки  $5 \times 5$  елементів, з максимумами, орієнтованими вздовж осей  $\theta_0 = \phi_0 = 30^\circ$ ,  $\phi_0 = 45^\circ$ , зображено на рис. 3.6 – рис. 3.7. На рис. 3.6 графік побудовано у «циліндричному» форматі, а на рисунку 3.7 - рисунок у «сферичному» форматі. Відстань між елементами дорівнює  $d_x = d_y = \lambda/2$ . Максимум знаходиться в першому квадранті верхньої півсфери. Двовимірні шаблони показано на рис. 3.8, і вони демонструють лише подвійну симетрію. Шаблон головної площини ( $\phi = 0^\circ$  або  $\phi = 90^\circ$ ) нормується відносно максимуму, який має місце при  $\theta_0 = 30^\circ$ ,  $\phi_0 = 45^\circ$ . Його максимум вздовж головних площин ( $\phi = 0^\circ$  або  $\phi = 90^\circ$ ) досягається при  $\theta = 21^\circ$  і є на 17,37 дБ меншим від максимуму при  $\theta_0 = 30^\circ$ ,  $\phi_0 = 45^\circ$ .

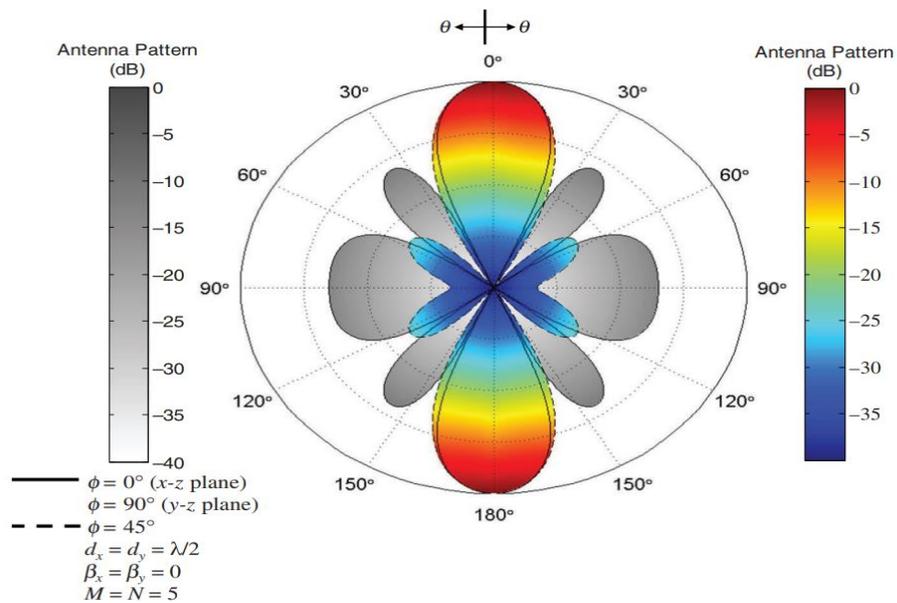


Рисунок 3.5 – Двовимірна діаграма спрямованості плоскої антенної решітки з ізотропних елементів з відстанню між ними  $d_x = d_y = \lambda/2$ , і рівними амплітудними та фазовими збудженнями

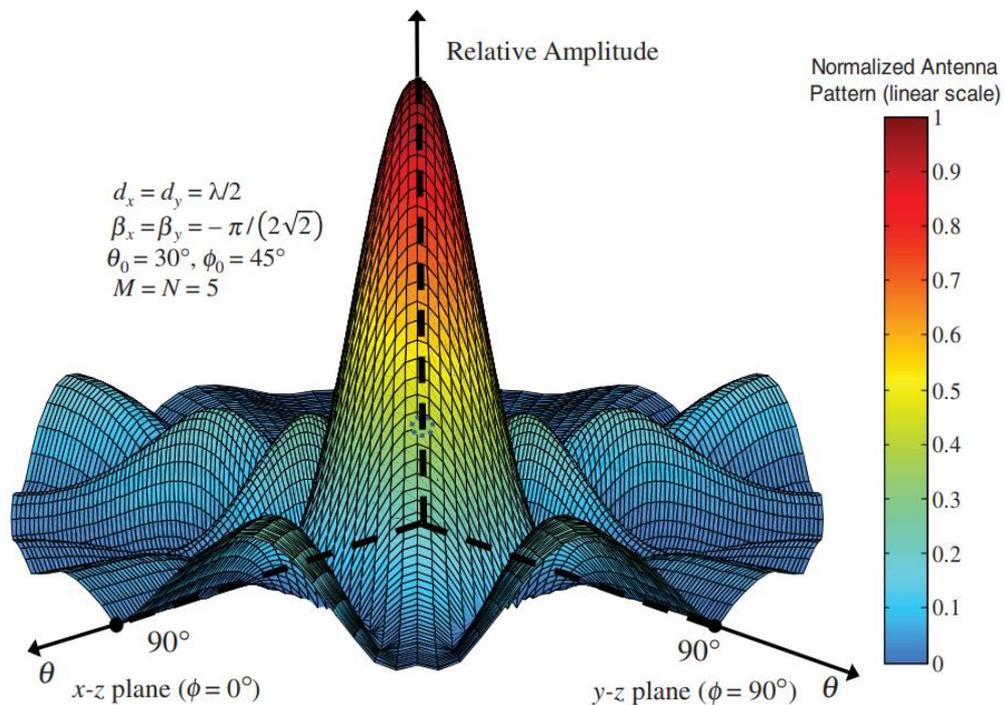


Рисунок 3.6 – Тривимірна діаграма спрямованості в циліндричному форматі плоскої антенної решітки з ізотропних елементів з відстанню між ними  $d_x = d_y = \lambda/2$ , однаковою амплітудою та прогресивним фазовим збудженням

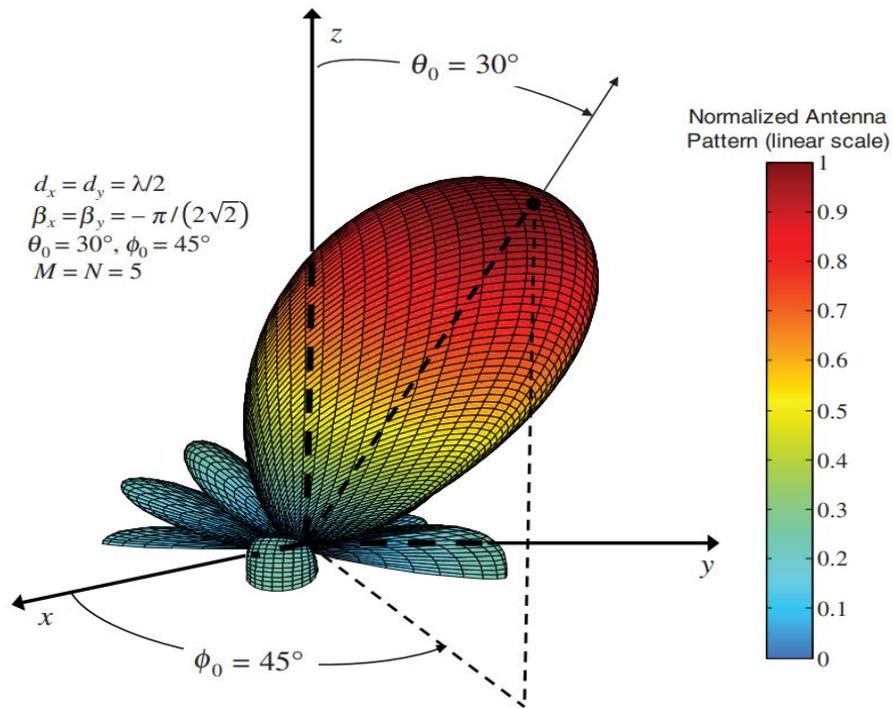


Рисунок 3.7 – Тривимірна діаграма спрямованості в сферичному форматі плоскої антенної решітки з ізотропних елементів з відстанню між ними  $d_x = d_y = \lambda/2$ , однаковою амплітудою та прогресивним фазовим збудженням

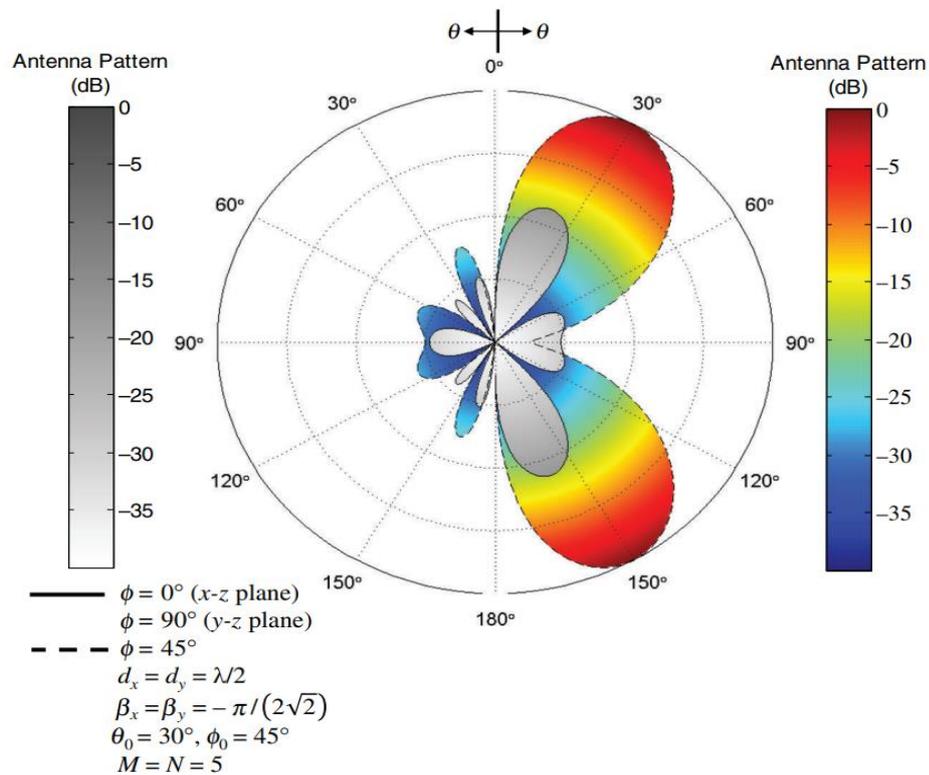


Рисунок 3.8 – Двовимірна діаграма спрямованості плоскої антенної решітки з ізотропних елементів з відстанню між ними  $d_x = d_y = \lambda/2$ , однаковою амплітудою та прогресивним фазовим збудженням

Для ілюстрації формування пелюсток решітки, коли відстань між елементами велика, на рис. 3.10 показано тривимірну структуру масиву  $5 \times 5$  елементів з  $d_x = d_y = \lambda$  і  $\beta_x = \beta_y = 0$ . Відповідні двовимірні епюри висот при  $\phi = 0^\circ$  ( $\phi = 90^\circ$ ) та  $\phi = 45^\circ$  показано на рис. 3.11. Окрім максимумів вздовж  $\theta = 0^\circ$  та  $\theta = 180^\circ$ , додаткові максимуми з однаковою інтенсивністю, які називаються пелюстками решітки, з'являються вздовж головних площин (площини x-z та y-z) при  $\theta = 90^\circ$ . Подальше збільшення відстані до  $d_x = d_y = 2\lambda$  призведе до появи додаткових додаткових пелюсток решітки.

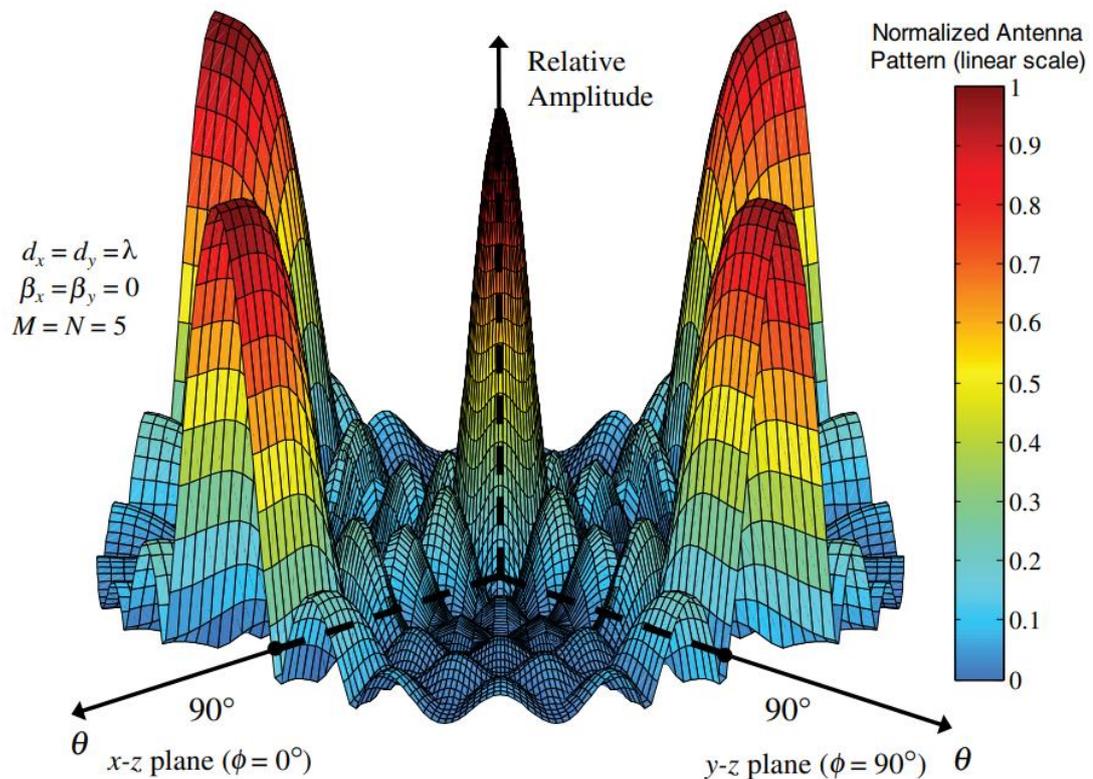


Рисунок 3.9 – Тривимірна діаграма спрямованості плоскої антенної решітки з ізотропних елементів з відстанню між ними  $d_x = d_y = \lambda$ , і рівними амплітудними і фазовими збудженнями

Множник системи планарної решітки був отриманий за припущення, що кожен елемент є ізотропним джерелом. Якщо антена являє собою решітку однакових елементів, повне поле можна отримати, застосувавши правило множення діаграми спрямованості (3.23) аналогічно до лінійної решітки.

$$\mathbf{E}(\text{total}) = [\mathbf{E}(\text{single element at reference point})] \times [\text{array factor}] \quad (3.23)$$

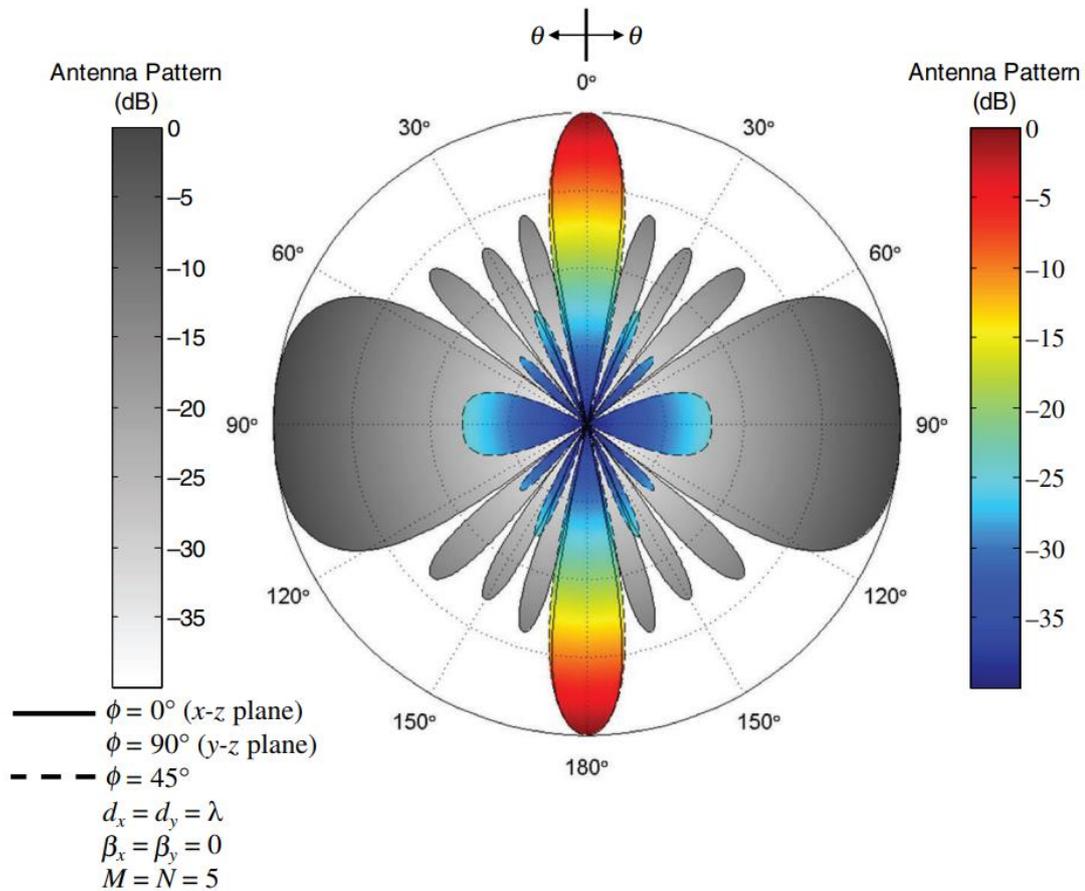


Рисунок 3.10 – Двовимірна діаграма спрямованості плоскої антенної решітки з ізотропних елементів з відстанню між ними  $d_x = d_y = \lambda$ , і рівними амплітудними та фазовими збудженнями

Коли збуджується лише центральний елемент великої плоскої решітки, а інші пасивно замикаються, експериментально спостерігається, що в діаграмі спрямованості цього елемента з'являються додаткові нулі, які не враховуються теорією, що не включає зв'язок. Було спостережено, що нулі стають глибшими і вузькими, коли кількість елементів, що оточують збуджений елемент, збільшується і наближається до великої решітки. Ці ефекти стали більш помітними для решіток відкритих хвилеводів. Було показано, що провали під внутрішніми кутами до пелюсток решітки утворюються за рахунок зв'язку при поширенні поверхневих хвиль. Цей зв'язок дуже повільно зменшується з відстанню, так що навіть віддалені

елементи від ведених елементів відчують значне паразитне збудження. Кути, де виникають ці великі варіації, можна розмістити за межами кутів сканування, що становлять інтерес вибравши меншу відстань між елементами, ніж за відсутності такого зв'язку. Через складності проблеми, ми не будемо її розглядати.

### 3.3 Ширина променя планарної решітки

Вважається, що максимум кінчного головного променя решітки спрямований у напрямку  $\theta_0, \phi_0$  як показано на рисунку 40.38. Для визначення ширини променя вибираються дві площини. Одна з них - це площина підйому яка визначається кутом  $\phi = \phi_0$ , а інша - площина, яка перпендикулярна до неї. Відповідна ширину променя в половині потужності кожної з них позначимо відповідно  $\Theta_h$  і  $\Psi_h$ . Наприклад, якщо масив максимум спрямований вздовж  $\theta_0 = \pi/2$  і  $\phi_0 = \pi/2$ ,  $\Theta_h$  позначає ширину променя у площині  $y-z$  а  $\Psi_h$  - ширину променя в площині  $x-y$ . Вважається, що максимум кінчного головного променя решітки спрямований у напрямку  $\theta_0, \phi_0$  як показано на рисунку 40.38. Для визначення ширини променя вибираються дві площини. Одна з них - це площина підйому яка визначається кутом  $\phi = \phi_0$ , а інша - площина, яка перпендикулярна до неї. Відповідна ширину променя в половині потужності кожної з них позначимо відповідно  $\Theta_h$  і  $\Psi_h$ . Наприклад, якщо масив максимум спрямований вздовж  $\theta_0 = \pi/2$  і  $\phi_0 = \pi/2$ ,  $\Theta_h$  позначає ширину променя у площині  $y-z$  а  $\Psi_h$  - ширину променя в площині  $x-y$ .

Для великого масиву, з його максимумом в ближній частині ширини, половина ширини променя в площині підйому  $\Theta_h$  задається приблизно формулою

$$\Theta_h = \sqrt{\frac{1}{\cos^2 \theta_0 [\Theta_{x0}^{-2} \cos^2 \phi_0 + \Theta_{y0}^{-2} \sin^2 \phi_0]}} \quad (3.24)$$

де  $\Theta_{x0}$  - ширина променя в половину потужності лінійної антенної решітки з  $M$  елементів. Аналогічно,  $\Theta_{y0}$  - ширина променя в половину потужності лінійної решітки з  $N$  елементів.

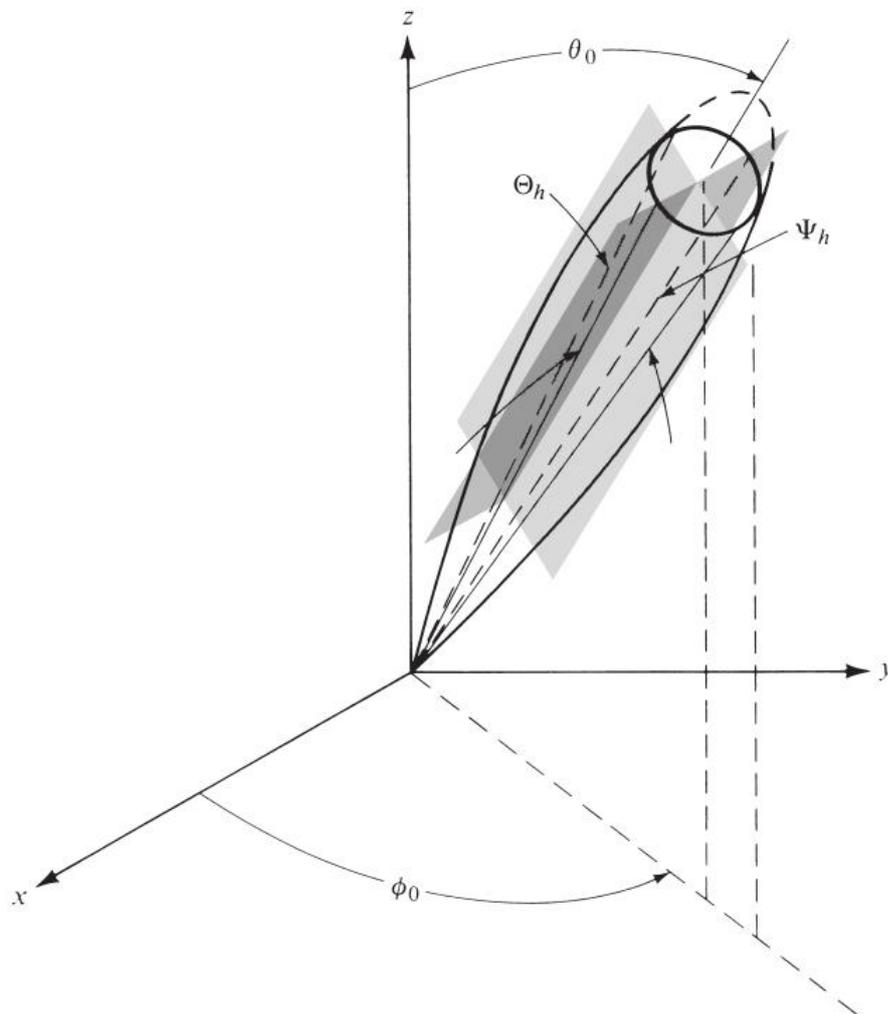


Рисунок 3.11 – Промені по рівню половини потужності для конічного головного променя, орієнтованого на  $\theta = \theta_0, \phi = \phi_0$

Значення  $\Theta_{x0}$  і  $\Theta_{y0}$  можна отримати, використовуючи попередні результати. Для рівномірного розподілу, наприклад, значення  $\Theta_{x0}$  і  $\Theta_{y0}$  можна отримати, використовуючи, відповідно, відрізки  $(L_x + d_x)\lambda$  і  $(L_y + d_y)\lambda$  та

зчитавши значення з кривої ширини на рисунку. Для розподілу Чебишева, значення  $\Theta_{x0}$  і  $\Theta_{y0}$  отримують множенням кожного значення рівномірного розподілу на коефіцієнт розширення променя з (3.8) або з рисунка 3.9. Таку саму концепцію можна використати для отримання ширини променя для інших розподілів, якщо відомі їхні відповідні коефіцієнти розширення променя коефіцієнти розширення променя.

Для квадратної решітки ( $M = N$ ,  $\Theta_{x0} = \Theta_{y0}$ ), (3.17)-(3.18) зводиться до

$$\Theta_h = \Theta_{x0} \sec \theta_0 = \Theta_{y0} \sec \theta_0 \quad (3.25)$$

Рівняння (3.25) показує, що для  $\theta_0 > 0$  ширина променя збільшується пропорційно до секунди  $\theta_0 = 1/\cos \theta_0$ . Розширення ширини пучка на сек  $\theta_0$  зі збільшенням  $\theta_0$  узгоджується зі зменшенням на  $\cos \theta_0$  площі проекції решітки у напрямку наведення.

Ширина променя половинної потужності  $\Psi_h$  у площині, яка перпендикулярна до висоти  $\phi = \phi_0$ , задається через

$$\Psi_h = \sqrt{\frac{1}{\Theta_{x0}^{-2} \sin^2 \phi_0 + \Theta_{y0}^{-2} \cos^2 \phi_0}} \quad (3.26)$$

і не залежить від  $\theta_0$ . Для квадратного масиву (3.26) зводиться до

$$\Psi_h = \Theta_{x0} = \Theta_{y0} \quad (3.27)$$

Значення  $\Theta_{x0}$  і  $\Theta_{y0}$  такі самі, як і в (3.24)-(3.25).

Для планарної решітки корисно визначити тілесний кут променя  $\Omega_A$  за формулою

$$\Omega_A = \Theta_h \Psi_h \quad (3.28)$$

Використовуючи (3.24) і (3.25), (3.28) можна виразити як

$$\Omega_A = \frac{\Theta_{x0} \Theta_{y0} \sec \theta_0}{\left[ \sin^2 \phi_0 + \frac{\Theta_{y0}^2}{\Theta_{x0}^2} \cos^2 \phi_0 \right]^{1/2} \left[ \sin^2 \phi_0 + \frac{\Theta_{x0}^2}{\Theta_{y0}^2} \cos^2 \phi_0 \right]^{1/2}} \quad (3.29)$$

### 3.4 Коефіцієнт спрямованої дії планарної решітки

Спрямованість множника решітки  $AF(\theta, \phi)$ , головний промінь якого спрямований у напрямках  $\theta = \theta_0$  та  $\phi = \phi_0$  можна отримати у вигляді

$$D_0 = \frac{4\pi [AF(\theta_0, \phi_0)][AF(\theta_0, \phi_0)]^* |_{\max}}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi [AF(\theta, \phi)][AF(\theta, \phi)]^* \sin \theta d\theta d\phi} \quad (3.30)$$

Запропоновано новий метод [22] для інтегрування членів виразу спрямованості для ізотропних та конічних моделей.

Як і у випадку з шириною променя, задача оцінки (3.30) для нерівномірного розподілу амплітуди є дуже складною. Замість цього буде описано дуже просту процедуру для обчислення спрямованості пласкої решітки, використовуючи дані лінійних решіток.

Слід зазначити, що спрямованість масиву з двонаправленими характеристиками (двостороння діаграма спрямованості у вільному просторі) буде вдвічі меншою, ніж спрямованість тієї самої решітки з односпрямованими елементами (одностороння елементами (наприклад, диполями над площиною землі)).

Для великих планарних решіток, які мають майже однакову ширину, спрямованість зменшується до

$$D_0 = \pi \cos \theta_0 D_x D_y \quad (3.31)$$

де  $D_x$  та  $D_y$  - направленість широких лінійних решіток, кожна з яких має відповідно довжину та кількістю елементів  $L_x, M$  та  $L_y, N$ . Коефіцієнт  $\cos \theta_0$  враховує зменшення направленості через зменшення площі проекції решітки. Кожне зі значень,  $D_x$  і  $D_y$ , можна визначити з відповідним коефіцієнтом розширення променя  $f$ . Для масивів Чебишева,  $D_x$  і  $D_y$  можна отримати, використовуючи (3.8) або рисунок 3.5. Крім того, вони можуть бути за допомогою графічних даних.

Для більшості практичних амплітудних розподілів направленість (3.31) пов'язана з тілесним кутом тієї самої решітки через співвідношення

$$D_0 \simeq \frac{\pi^2}{\Omega_A(\text{rads}^2)} = \frac{32,400}{\Omega_A(\text{degrees}^2)} \quad (3.32)$$

де  $\Omega_A$  виражається в квадратних радіанах або квадратних градусах. Рівняння (3.32) за своєю структурою схоже на рівняння виведене Краусом.

### 3.5 Аналіз щодо створення конструкції планарної решітки антен

Антенні решітки можуть бути спроектовані таким чином, щоб керувати їхніми характеристиками випромінювання шляхом правильного вибору фазового та/або амплітудного розподілу між елементами. Вже було показано, що керування фазою може суттєво змінити діаграму спрямованості антенної решітки. Фактично, принцип скануючих решіток, де максимум діаграми спрямованості може бути спрямований в різні боки, базується в першу чергу на управлінні фазовим збудженням елементів. Крім того, було показано, що правильний амплітудний конус збудження між елементами може бути використаний для керування шириною променя і рівнем бічної пелюстки. Як правило, рівень малих пелюсток можна контролювати за допомогою

конусного розподілу по всій решітці; чим плавніше конусність від центру решітки до країв, тим нижчий рівень бічних пелюсток рівень бічних пелюсток і більша ширина діаграми спрямованості на половині потужності, і навпаки.

Тому дуже гладка конусність, як, наприклад, біноміальний розподіл або інші, призведе до дуже низької бічної пелюстки але збільшить ширину променя половинної потужності. І навпаки, різкий розподіл, наприклад, рівномірне випромінювання, демонструє меншу ширину променя половинної потужності, але найвищий рівень бічних пелюсток (близько -13,5 дБ). Тому, якщо необхідно одночасно досягти дуже низького рівня бічних пелюсток, а також малу ширину діаграми спрямованості на половині потужності, необхідно вибрати компромісну конструкцію. Конструкція Дольфа-Чебишева є одним з таких варіантів розподілу. Існують й інші конструкції, які можна ефективно використовувати для досягнення хорошого компромісу між рівнем бічних пелюсток і шириною променя. Двома такими прикладами є Лінія-джерело Тейлора (з помилкою Чебишева) і лінія-джерело Тейлора (однопараметрична). Обидва ці методи дуже схожі на метод Дольфа-Чебишева, здебільшого за такими винятками.

Для дизайну Тейлора-Чебишева-Еррора кількість другорядних пелюсток з однаковим рівнем можна контролювати як частину дизайну можна контролювати як частину дизайну; рівень решти монотонно зменшується. Це контрастує з конструкцією Дольфа-Чебишева, де всі малі частки мають однаковий рівень. Тому при однаковому рівні бічних пелюсток ширина променя половинної потужності в моделі Тейлора-Чебишева дещо більша, ніж у моделі Дольфа-Чебишева. Для однопараметричної моделі Тейлора рівень першої малої пелюстки (найближчої до великої пелюстки) контролюється як частина дизайну; рівень решти пелюсток рівень решти монотонно зменшується. Таким чином, при однаковому рівні бічних пелюсток ширина смуги пропускання однопараметричної діаграми спрямованості Тейлора є дещо більшою, ніж у діаграмі Тейлора Тейлора-

Чебишева, яка, в свою чергу, трохи більша, ніж у методу Дольфа-Чебишева. Однак існують деякі інші характеристики, які можна використовувати для проектування масивів.

Рівномірним решіткам зазвичай надають перевагу при проектуванні активно-планарних решіток прямого випромінювання з великою кількістю елементів. Одним з аспектів проектування супутникових антен є ширина променя, яка може бути використана для визначення «зони покриття». Важливо пов'язати ширину променя з розміром антени. Крім того, важливо також максимізувати спрямованість антени в межах кутового сектора, визначеного шириною променя, особливо на межі покриття (ЕОС). Для цілей інженерного проектування бажано мати вирази в замкненому вигляді.

Щоб пов'язати ширину променя половинної потужності або будь-яку іншу ширину променя з довжиною масиву в закритому вигляді, простіше представити його у вигляді простіше представити однорідний масив з великою кількістю елементів у вигляді діафрагми. Коефіцієнт нормований коефіцієнт масиву для прямокутної антенної решітки визначається за формулою (3.8).

Для випромінювання в широкому діапазоні ( $\theta_0 = 0^\circ$ ) і малих відстанях між елементами ( $d_x \ll \lambda$  і  $d_y \ll \lambda$ ), (3.8) можна використати для апроксимації схему рівномірно освітленого отвору. В одній головній площині (тобто площині  $x$ - $z$ ;  $\phi = 0^\circ$ ) рис. 3.2 і формула (3.29) зводиться для малих відстаней між елементами і великої кількості елементів до вигляду

$$(AF)_n(\theta, \phi = 0) = \frac{1}{M} \frac{\sin\left(\frac{Mkd_x}{2} \sin\theta\right)}{\sin\left(\frac{kd_x}{2} \sin\theta\right)} \approx \frac{\sin\left(\frac{Mkd_x}{2} \sin\theta\right)}{\frac{Mkd_x}{2} \sin\theta} \approx \frac{\sin\left(\frac{kL_x}{2} \sin\theta\right)}{\frac{kL_x}{2} \sin\theta} \quad (3.33)$$

де  $L_x$  - довжина решітки в напрямку  $x$ . Коефіцієнт решітки (40.105) можна використовувати для представлення поля в головній площині однорідної апертури. Оскільки максимальна ефективна площа однорідної антенної

решітки дорівнює її фізичній площі  $A_{em} = A_p$ , максимальна спрямованість дорівнює

$$D_0 = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{em} = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_p = \frac{4\pi}{\lambda^2} L_x L_y \quad (3.34)$$

Тому нормовану діаграму спрямованості в площині  $xz$ , помножену на максимальну спрямованість, можна записати як добуток (3.33) і (3.34), і вона може бути виражена як

$$P(\theta, \phi = 0) = \left( \frac{4\pi L_x L_y}{\lambda^2} \right) \left[ \frac{\sin \left( \frac{kL_x}{2} \sin \theta \right)}{\frac{kL_x}{2} \sin \theta} \right]^2 \quad (3.35)$$

Максимум (3.35) досягається при  $\theta = 0^\circ$ . Однак, для будь-якого іншого кута  $\theta = \theta_c$ , максимум закономірності досягається, коли

$$\sin \left( \frac{kL_x}{2} \sin \theta_c \right) = 1 \quad (3.36)$$

або

$$L_x = \frac{\pi}{k \sin \theta_c} = \frac{\lambda}{2 \sin \theta_c} \quad (3.37)$$

Тому, щоб максимізувати спрямованість на краю  $\theta = \theta_c$  заданого кутового сектора  $0^\circ \leq \theta \leq \theta_c$ , оптимальний розмір апертури оптимальний розмір апертури слід вибрати згідно з (3.37). В іншому випадку це призведе до зменшення спрямованості на краю покриття.

Для квадратної апертури ( $L_y = L_x$ ) максимальне значення нормованої діаграми спрямованості (3.35) досягається при  $\theta = 0^\circ$  і дорівнює

$$P(\theta = 0^\circ)|_{\max} = 4\pi \left( \frac{L_x}{\lambda} \right)^2 \quad (3.38)$$

в той час як на краю покриття, використовуючи оптимальний розмір, становить

$$P(\theta = \theta_c) = 4\pi \left( \frac{L_x}{\lambda} \right)^2 \left( \frac{2}{\pi} \right)^2 \quad (3.39)$$

Таким чином, значення спрямованості на краю бажаного покриття ( $\theta = \theta_c$ ), по відношенню до її максимального значення при  $\theta = 0^\circ$ , дорівнює

$$\frac{P(\theta = \theta_c)}{P(\theta = 0^\circ)} = \left( \frac{2}{\pi} \right)^2 = 0.4053 \text{ (dimensionless)} = -3.92 \text{ dB} \quad (3.40)$$

Таким чином, варіація спрямованості в межах бажаного покриття ( $0^\circ \leq \theta \leq \theta_c$ ) становить менше 4 дБ.

Якщо, наприклад, довжину решітки для покриття максимальної ширини смуги пропускання в половину потужності змінити від оптимальної або вибрана для оптимізації під іншим кутом, то спрямованість на краю ширини променя зменшиться порівняно з оптимальною.

### 3.6 Висновки до розділу

У третьому розділі було виконано теоретичний аналіз особливостей побудови та функціонування планарної антенної решітки на основі патч-елементів. Розглянуто загальні принципи формування випромінювання планарних решіток, що дало можливість визначити ключові фактори, які впливають на просторові характеристики таких структур.

Було досліджено математичний апарат множника системи планарної решітки, що дозволило описати залежність діаграми спрямованості від

геометрії розташування елементів та фазових зсувів між ними. Виконано аналіз ширини головного променя та встановлено її залежність від розмірів апертури і характеру амплітудно-фазового розподілу, що підтвердило можливість керування просторовою концентрацією випромінюваної енергії.

Розраховано та охарактеризовано коефіцієнт спрямованої дії планарної решітки, що дало змогу оцінити ефективність формування направлено випромінювання залежно від параметрів решітки та кількості елементів. Проведені розрахунки дозволили визначити потенціал підвищення спрямованості при збільшенні активної апертури.

Також було проаналізовано основні конструктивні підходи до побудови планарної антенної решітки, що дало змогу сформулювати вимоги та критерії, необхідні для переходу до практичного етапу проектування. Встановлено, які параметри та співвідношення є визначальними для конструктивної реалізації решітки на основі патч-антен.

Загалом виконані теоретичні дослідження забезпечили формування фундаментальних положень, необхідних для подальшої розробки та моделювання планарної антенної решітки у наступних розділах роботи.

## 4 КОМП'ЮТЕРНИЙ СИНТЕЗ І МОДЕЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ПЛАНАРНОЇ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ З ПАТЧ АНТЕН ДЛЯ ВБУДОВАНИХ ЗАСТОСУВАНЬ МІКРОСИСТЕМНОЇ ТЕХНІКИ

### 4.1 Комп'ютерний синтез прямокутної патч-антени на частоту 2,4 ГГц

Така послідовність синтезу прямокутної патч-антени на частоту 2,4 ГГц (<https://www.ansys.com/academic/educators/education-resources/>):

#### 1) Запуск HFSS + увімкнення Antenna Toolkit (АСТ-розширень)

- Відкрийте HFSS, увімкніть розширення Antenna Toolkit або Antenna Design Kit (ADK / АСТ). Це дасть вам доступ до шаблонів антенної геометрії.
- Створіть новий проект (New Project) у HFSS, щоб мати чистий робочий простір для антени.

#### 2) Вибір типу антени.

- В Antenna Toolkit оберіть тип антени: Rectangular – Probe-fed Microstrip Patch (прямокутна патч-антена зі збудженням через пробу).
- У діалоговому вікні налаштувань введіть робочу частоту – 2.4 ГГц.

#### 3) Вибір підкладки (substrate) та матеріалів.

- Виберіть діелектричну підкладку: наприклад, FR-4 або інший матеріал, для якого відомі діелектрична стала  $\epsilon_r$ , товщина підкладки, втрати та інші характеристики. Це впливає на розміри патча.
- Підтвердіть матеріали для: підкладки, пластини патча і заземлюючої площини (ground).

#### 4) Автоматичний "synthesis" геометрії.

- Після введення частоти та параметрів підкладки натисніть кнопку "Synthesize" або аналогічну в Antenna Toolkit — HFSS автоматично обрахує розміри патча (довжина, ширина), підкладки, feed-лінії тощо.
- Натисніть Finish — Toolkit створить базову 3D-геометрію антени (патч + підкладка + ground + feed).

### 5) Налаштування області випромінювання (radiation region).

- Створіть навколо антени об'єм (region), який задає межі для електромагнітного випромінювання. Розміри регіону беріть орієнтовно по  $\lambda/10$  від антени у кожному напрямку, де  $\lambda$  — довжина хвилі в повітрі на 2.4 ГГц.
- Цей крок потрібен для коректного розрахунку діаграми направленості та випромінювання.

### 6) Встановлення граничних умов та порту збудження

- Призначте “Radiation Boundary” або PML (або інші відповідні boundary conditions), щоб симуляція коректно враховувала випромінювання у вільний простір. Відома рекомендація — PML забезпечує точніші результати у багатьох випадках.
- Вкажіть порт (Excitation port — coaxial or microstrip feed) у відповідній точці feed-лінії.

### 7) Проведення розрахунку (Simulation) та аналіз результатів

- Запустіть рішення (Analyze / Setup Solver) для обчислення S-параметрів (наприклад  $S_{11}$ ), імпедансу, діаграми напрямленості, коефіцієнта підсилення, поля навколо антени.
- Після завершення симуляції відкрийте результати: графік  $S_{11}$  (return loss), 2D/3D діаграми випромінювання, графіки імпедансу, gain, directivity.

### 8) Оптимізація (за потреби).

- Якщо первинні результати не задовольняють (наприклад  $S_{11}$  не прийнятний, діаграма спрямованості слабка, ширина смуги вузька) — змініть параметри: розміри патча, товщину підкладки, розміри region, feed-точку тощо, і перезапустіть симуляцію.
- Використовуйте адаптивну сітку (adaptive meshing), яку HFSS застосовує за замовчуванням, щоб підвищити точність розрахунків.

### 9) (При потребі) Перехід до антенної решітки (array).

- Якщо у подальшому плануєте створити антенної решітку, можна з базової патч-антени побудувати 1D або 2D array, використовуючи функції HFSS (масив/клонування елементів).

- Перевірити взаємодію елементів, діаграми решітки та її параметри.
- 10) Збереження, документування результатів, експорт креслень / звітів
- Зберегти проект HFSS, результати симуляцій.
- Зробити знімки діаграм, графіків, параметрів; підготувати звіт чи документацію для включення у магіст-роботу.

Результати синтезу конструкції прямокутної патч-антени на частоту 2,4 ГГц в програмі ANSYS HFSS з використанням засобу Antenna Toolkit показані на рис. 4.1 – рис. 4.6.

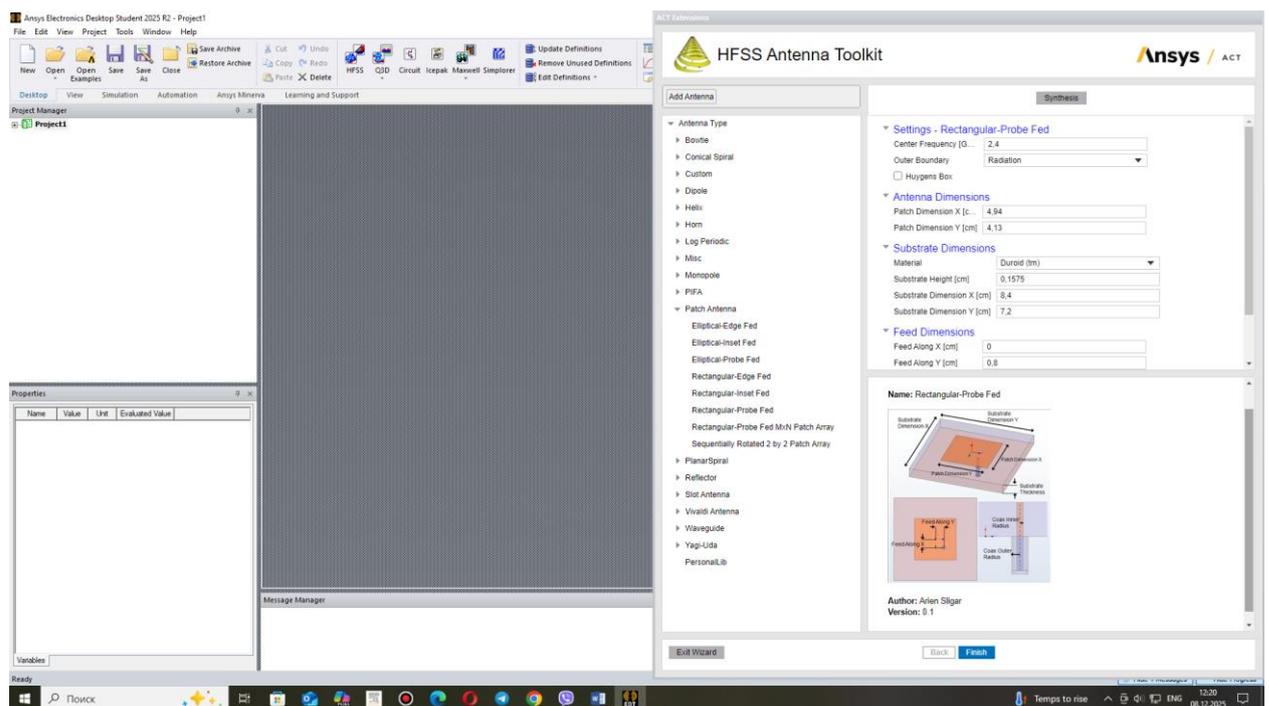
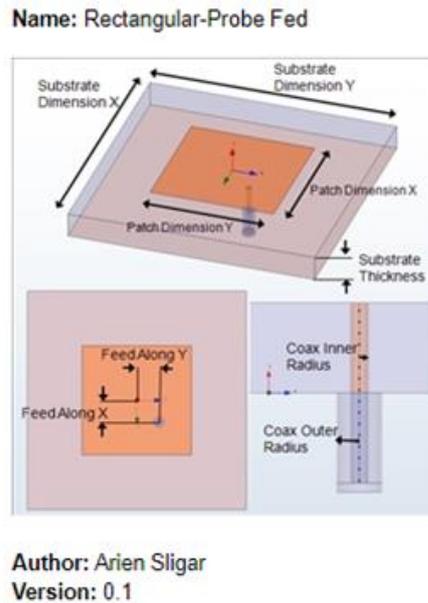


Рисунок 4.1 – Вигляд екрану при синтезі прямокутної патч-антени на частоту 2,4 ГГц в програмі ANSYS HFSS з використанням засобу Antenna Toolkit

Як видно з рисунку 4.2 основні геометричні параметри синтезованої прямокутної патч-антени на частоту 2,4 ГГц такі: довжина  $L = 4,13$  см та ширина  $W = 4,94$  см випромінювальної поверхні; довжина  $Y = 7,2$  см та ширина  $X = 8,4$  см екранувальної поверхні; координати точки підключення

внутрішнього провідника коаксіального фідера  $X = 0$  см і  $Y = 0,8$  см, тип матеріалу діелектричної підкладки – Duroid з товщиною 0,1575 мм.



(a)

▼ Settings - Rectangular-Probe Fed

Center Frequency [G...

Outer Boundary

Huygens Box

▼ Antenna Dimensions

Patch Dimension X [c...

Patch Dimension Y [cm]

▼ Substrate Dimensions

Material

Substrate Height [cm]

Substrate Dimension X [cm]

Substrate Dimension Y [cm]

▼ Feed Dimensions

Feed Along X [cm]

Feed Along Y [cm]

Coax Inner Radius [cm]

Coax Outer Radius [c...

Coax Feed Length [cm]

(б)

Рисунок 4.2 – Зовнішній вигляд моделі прямокутної патч-антени (а) та чисельні значення її параметрів (б)

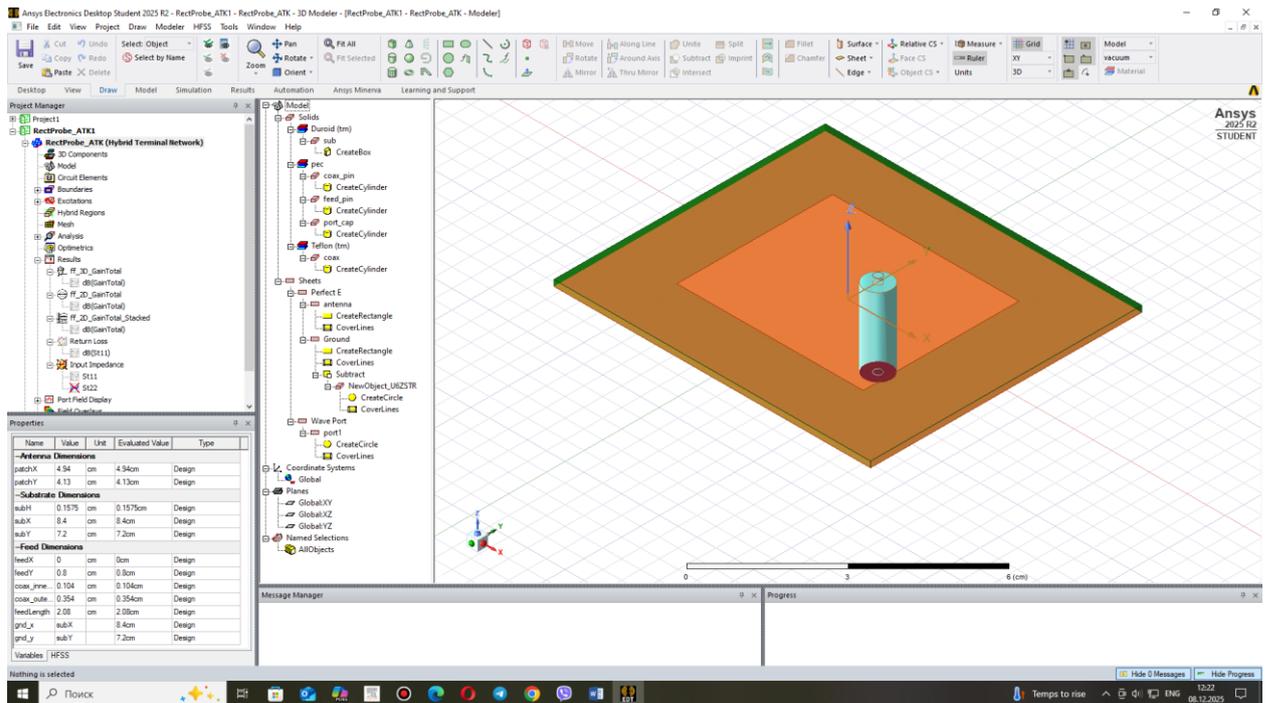


Рисунок 4.3 – Вигляд геометрії синтезованої прямокутної патч-антени на частоту 2,4 ГГц в програмі ANSYS HFSS з використанням засобу Antenna Toolkit

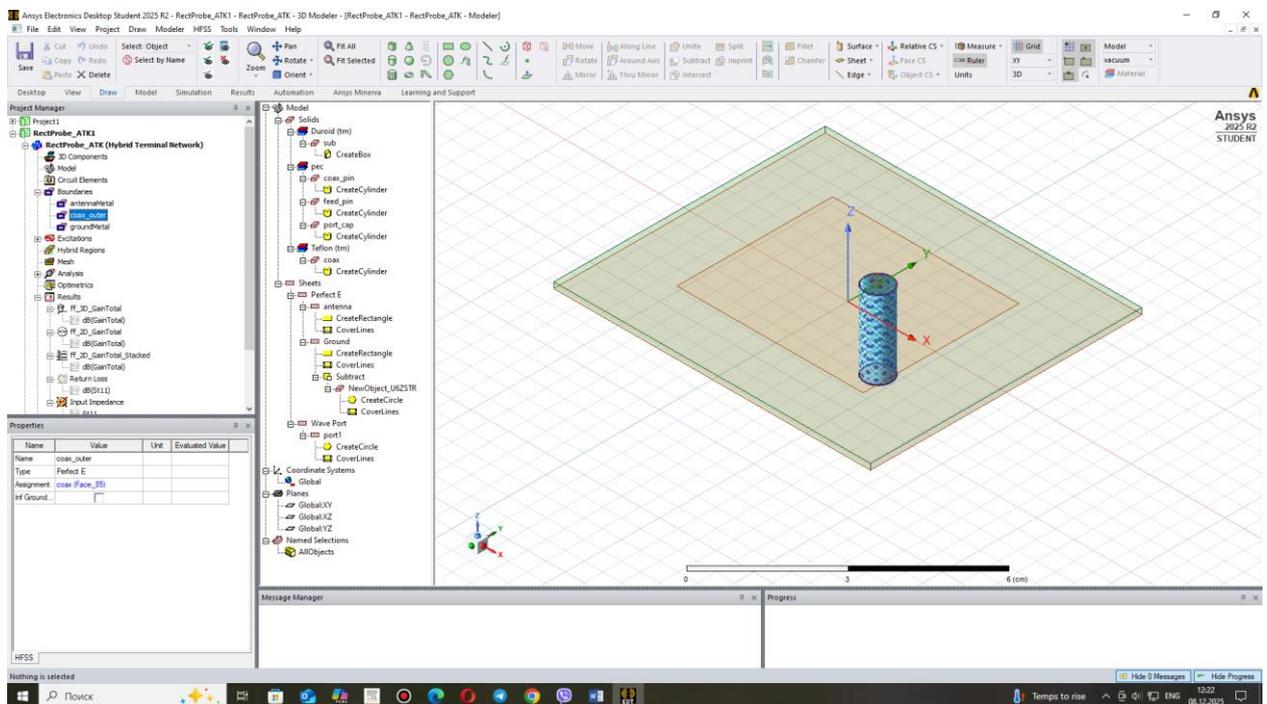


Рисунок 4.4 – Деталізація підключення коаксимального фідера до синтезованої прямокутної патч-антени

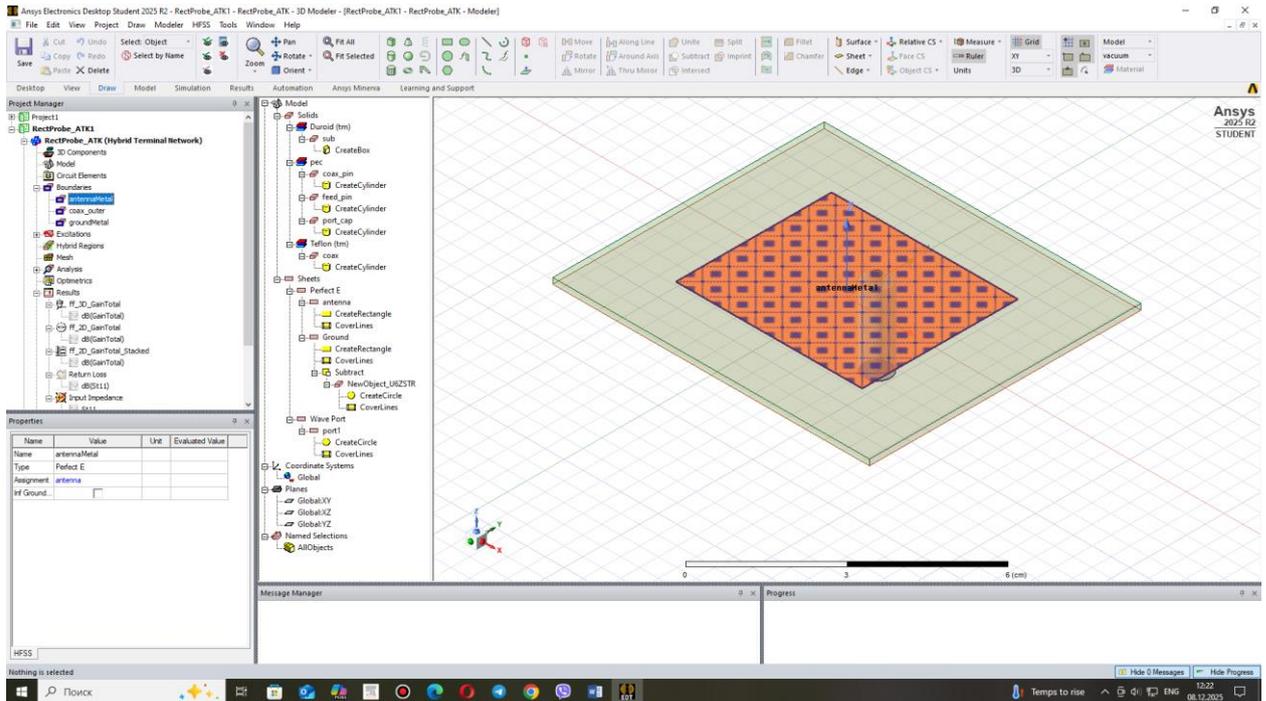


Рисунок 4.5 – Задання параметрів матеріалу провідного шару поверхні випромінювання прямокутної патч-антени

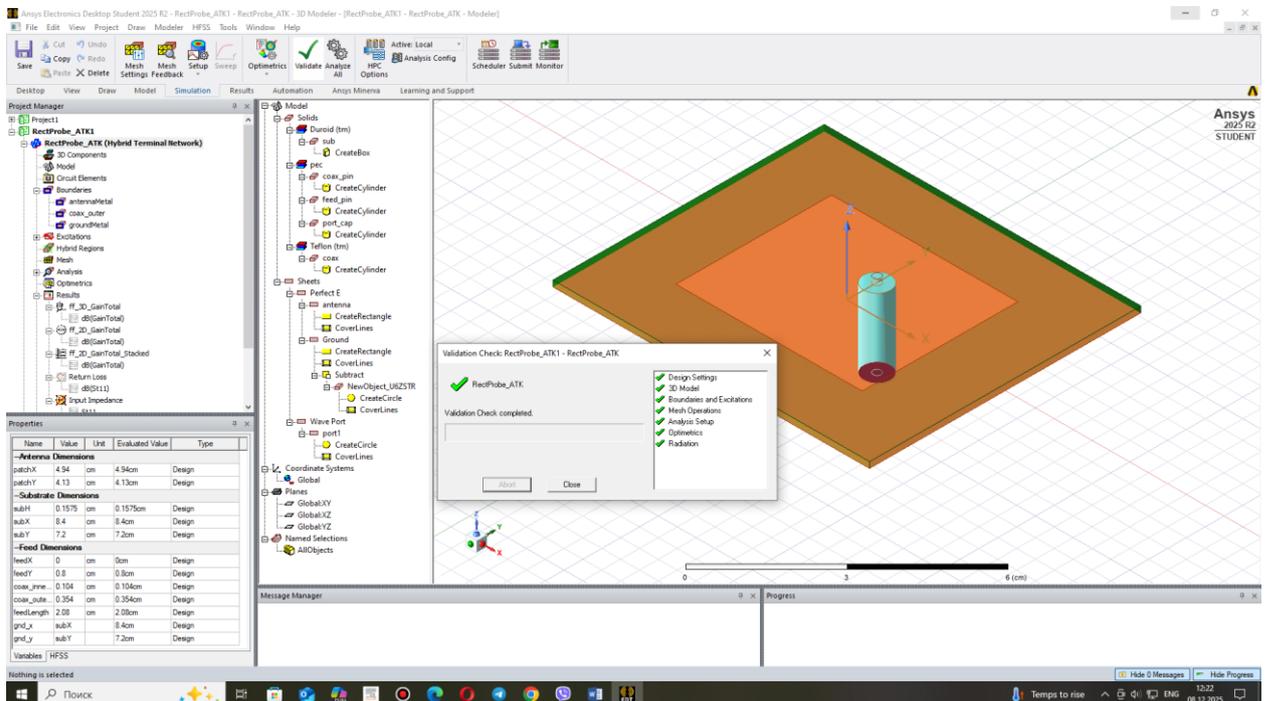


Рисунок 4.6 – Валідація проекту прямокутної патч-антени з коаксіальним фідером і запуск на моделювання

## 4.2 Комп'ютерне модельне дослідження прямокутної патч-антени на частоту 2,4 ГГц

Результати моделювання спрямованих характеристик прямокутної патч-антени на частоту 2,4 ГГц показані на рис. 4.7 – рис. 4.9.

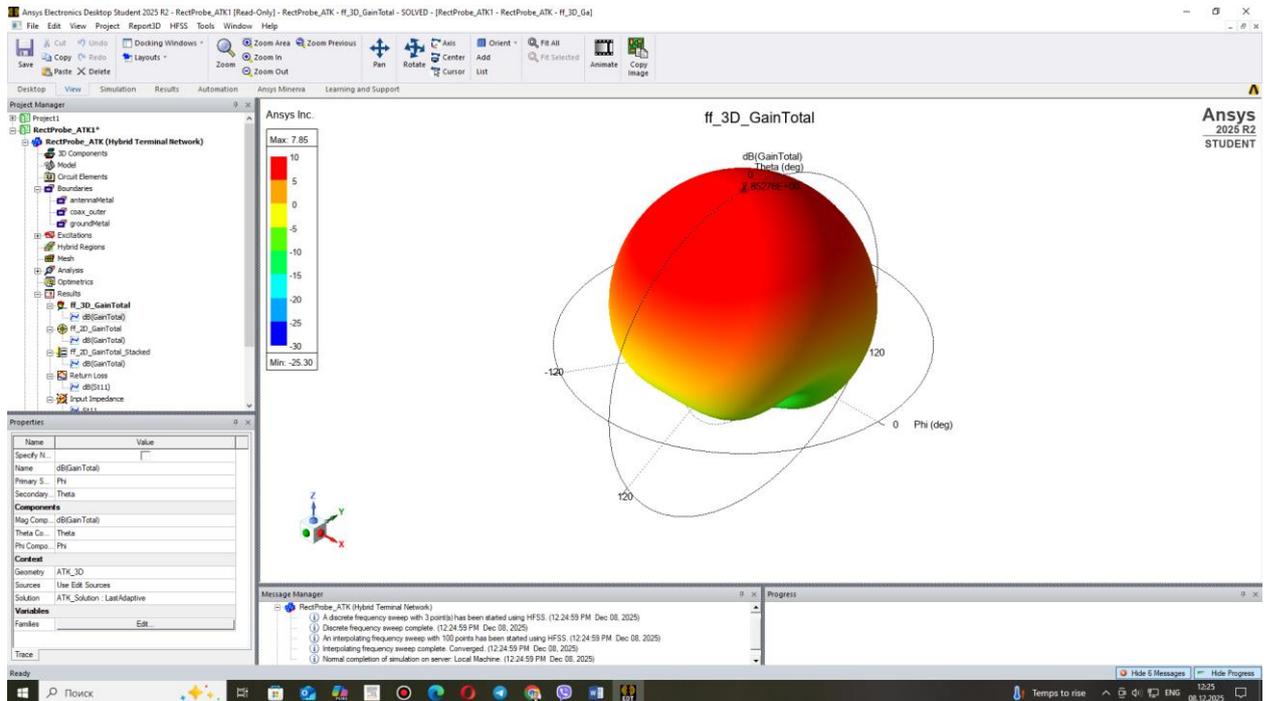


Рисунок 4.7 – 3-D діаграма спрямованості прямокутної патч-антени на частоті 2,4 ГГц

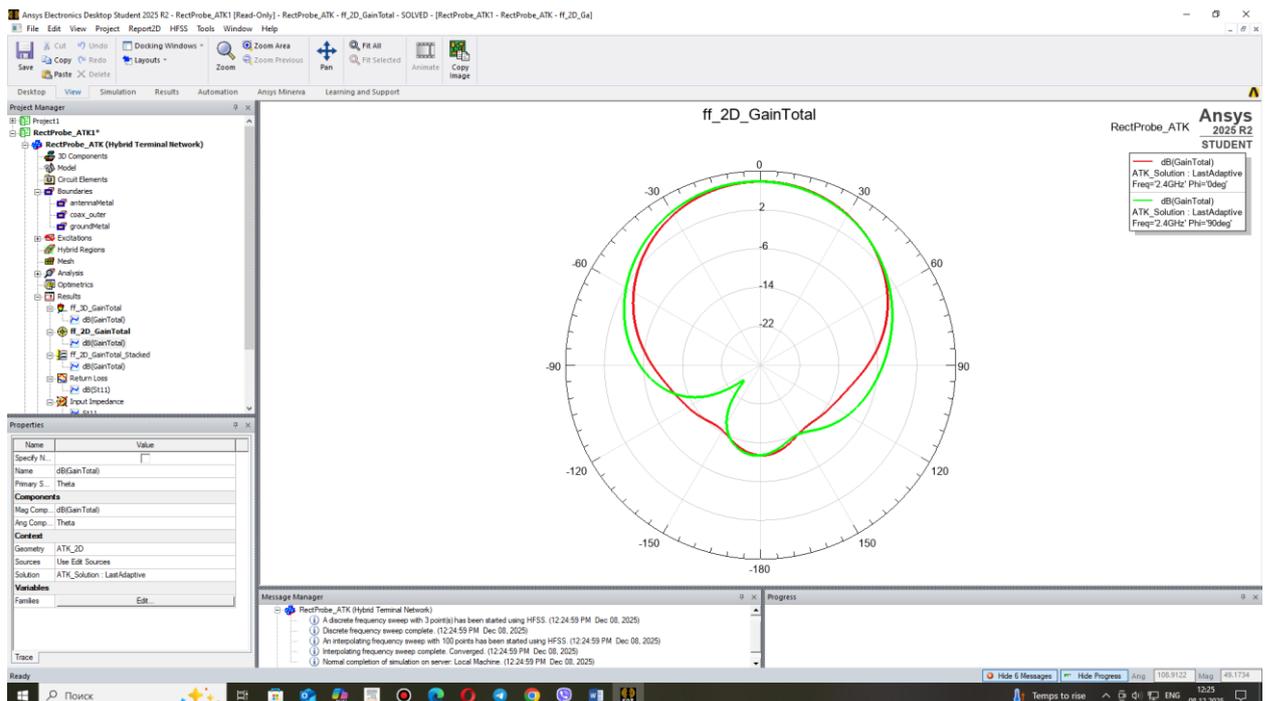


Рисунок 4.8 – 2-D діаграма спрямованості прямокутної патч-антени

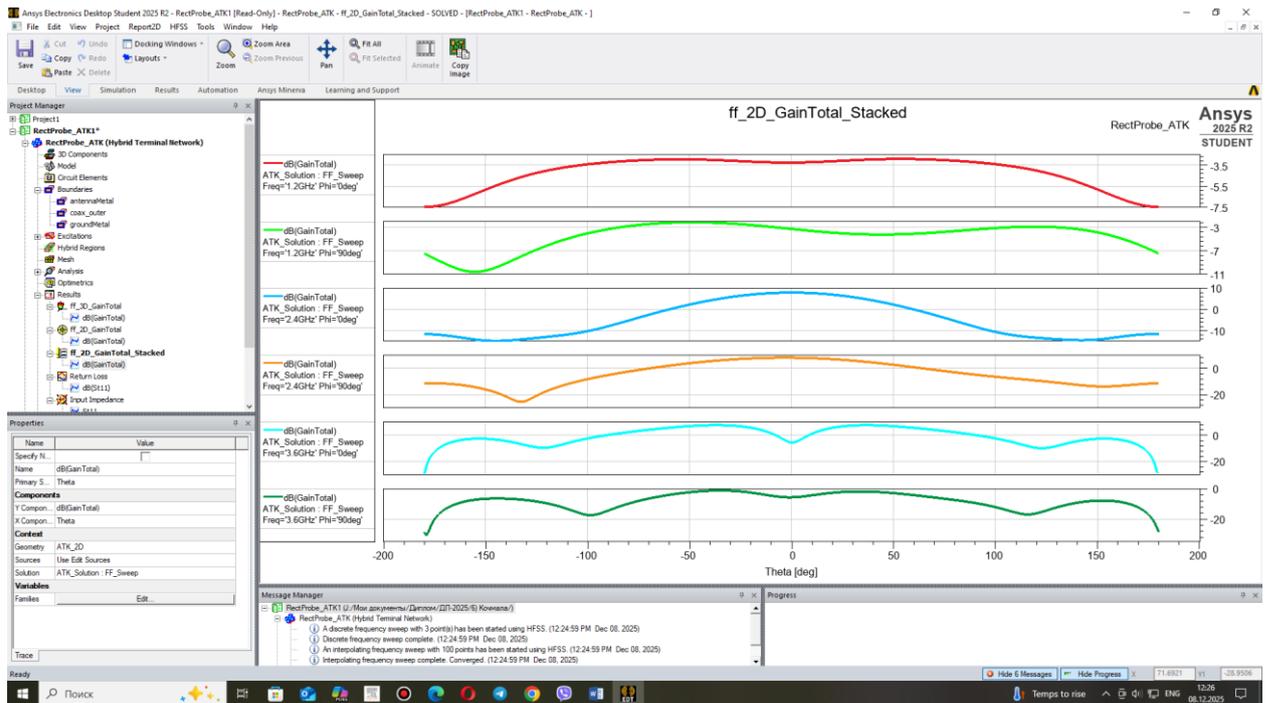


Рисунок 4.9 – Проекції діаграми спрямованості прямокутної патч-антени у вертикальній площині в прямокутній системі координат

Як видно з рис. 4.7 – максимальний коефіцієнт підсилення прямокутної патч-антени на частоті 2,4 ГГц становить 7,85 дБ. Результати моделювання хвильових характеристик прямокутної патч-антени на частоту 2,4 ГГц показані на рис. 4.10 – рис. 4.12.

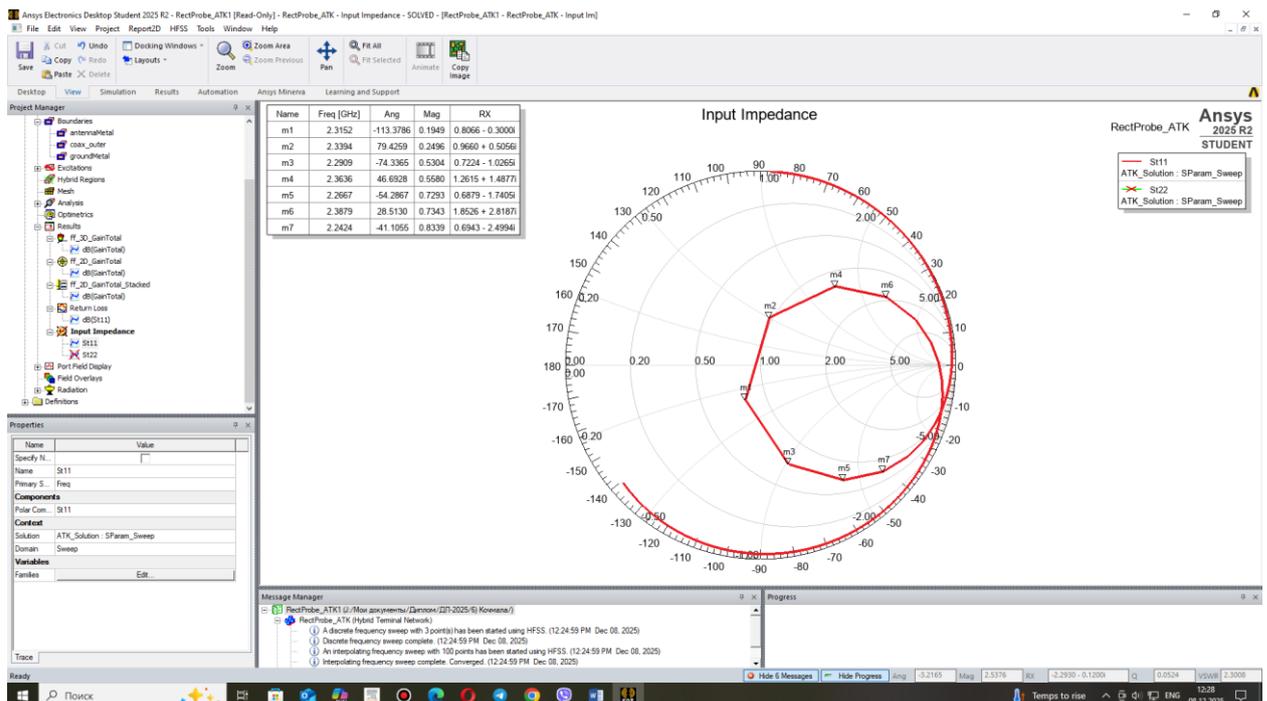


Рисунок 4.10 – Діаграма Смітта прямокутної патч-антени

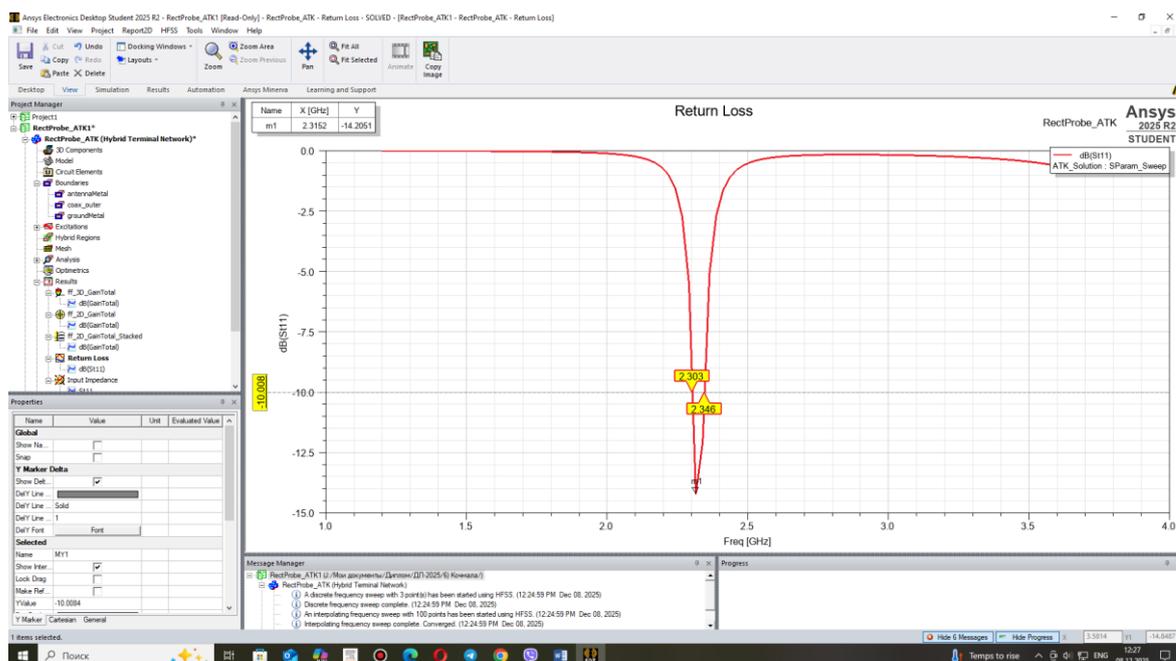


Рисунок 4.11 – Графік частотної характеристики коефіцієнта зворотних втрат прямокутної патч-антени з коаксіальним фідером

З графіка частотної характеристики коефіцієнта зворотних втрат прямокутної патч-антени видно, що вона має яскраво виражений резонансний характер. Х рис. 4.10 слідує, що прямокутна патч-антени має задовільне узгодження на хвильовий опір фідера 50 Ом на частоті 2,32 ГГц.

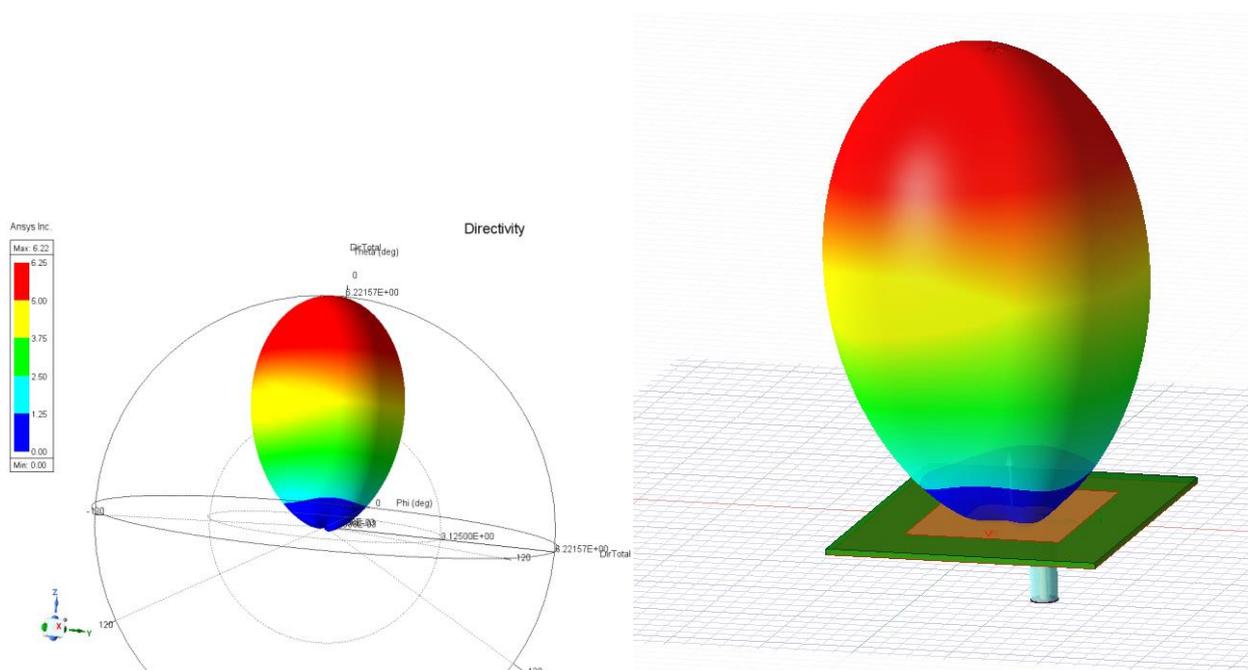


Рисунок 4.12 – Видгляд просторової діаграми випромінювання прямокутної патч-антени з коаксіальним фідером

4.3 Комп'ютерний синтез в програм ANSYS HFSS планарної решітки розмірністю  $8 \times 8$  прямокутних патч-антен із коаксіальними фідерами на частоту 2,4 ГГц

Комп'ютерний синтез планарної антенної решітки з прямокутних патч-антен на частоту 2,4 ГГц виконаний з використанням методики базової теорії антенних решіток з використанням програмного забезпечення ANSYS HFSS (<https://www.ansys.com/academic/educators/education-resources/basics-of-antenna-arrays>) На рис. 4.13 показаний проект синтезованої планарної решітки розмірністю  $8 \times 8$  прямокутних патч-антен із коаксіальними фідерами в програм ANSYS HFSS.

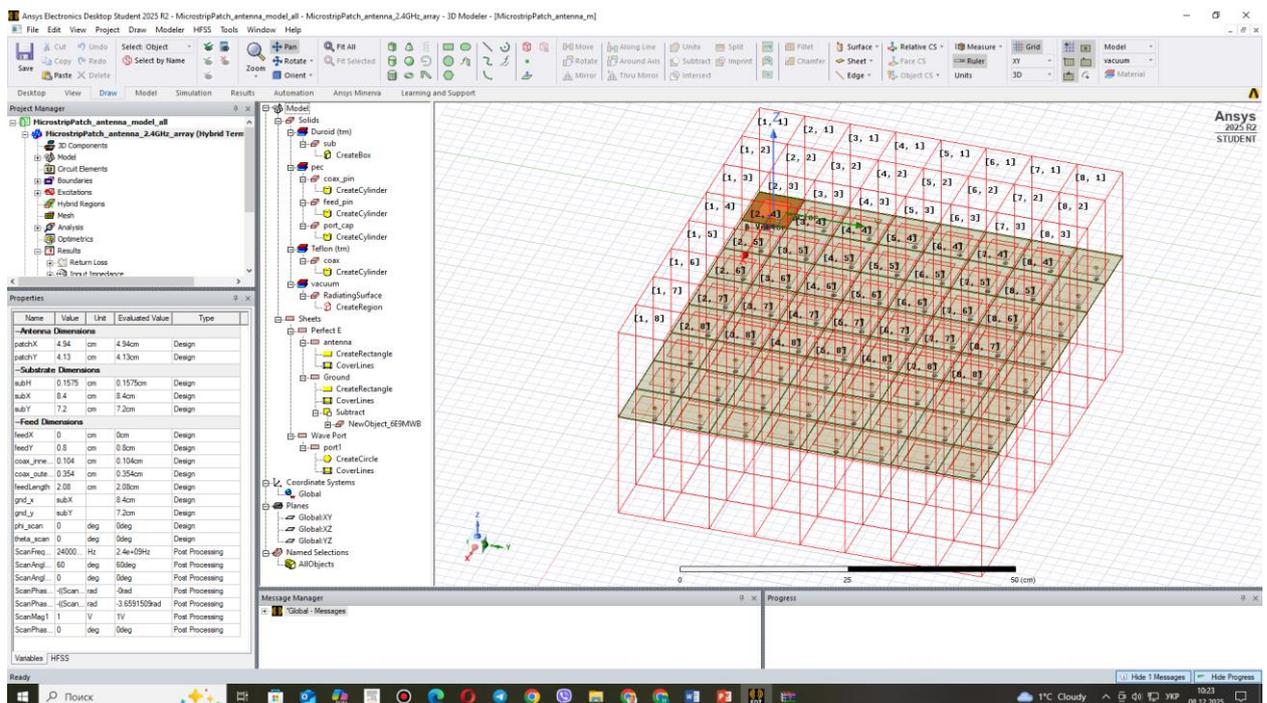
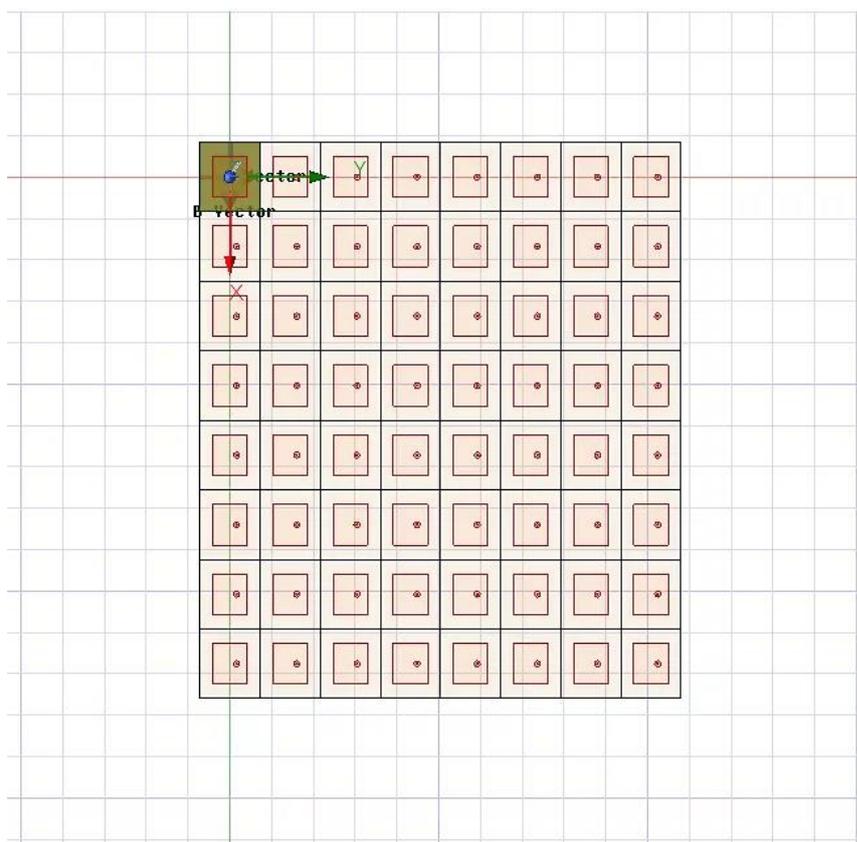


Рисунок 4.13 – Проект синтезованої планарної решітки розмірністю  $8 \times 8$  прямокутних патч-антен із коаксіальними фідерами в програм ANSYS HFSS

Система координат та опис комірок матриці  $8 \times 8$  прямокутних патч-антен із коаксіальними фідерами в програм ANSYS HFSS показані на рис. 4.14.



(a)

[MicrostripPatch\_antenna\_2.4GHz\_array] Edit post process sources

Spectral Fields

	Source	Type	Magnitude	Unit	Phase	Unit
1	Antenna_array[1.1]coax_pin_T1	Port	ScanMag1*1		ScanPhase1 + (0*ScanPhaseShiftA + 0*ScanPhaseShiftB)	
2	Antenna_array[1.2]coax_pin_T1	Port	ScanMag1*1		ScanPhase1 + (0*ScanPhaseShiftA + 1*ScanPhaseShiftB)	
3	Antenna_array[1.3]coax_pin_T1	Port	ScanMag1*1		ScanPhase1 + (0*ScanPhaseShiftA + 2*ScanPhaseShiftB)	
4	Antenna_array[1.4]coax_pin_T1	Port	ScanMag1*1		ScanPhase1 + (0*ScanPhaseShiftA + 3*ScanPhaseShiftB)	
5	Antenna_array[1.5]coax_pin_T1	Port	ScanMag1*1		ScanPhase1 + (0*ScanPhaseShiftA + 4*ScanPhaseShiftB)	
6	Antenna_array[1.6]coax_pin_T1	Port	ScanMag1*1		ScanPhase1 + (0*ScanPhaseShiftA + 5*ScanPhaseShiftB)	
7	Antenna_array[1.7]coax_pin_T1	Port	ScanMag1*1		ScanPhase1 + (0*ScanPhaseShiftA + 6*ScanPhaseShiftB)	
8	Antenna_array[1.8]coax_pin_T1	Port	ScanMag1*1		ScanPhase1 + (0*ScanPhaseShiftA + 7*ScanPhaseShiftB)	
9	Antenna_array[2.1]coax_pin_T1	Port	ScanMag1*1		ScanPhase1 + (1*ScanPhaseShiftA + 0*ScanPhaseShiftB)	
10	Antenna_array[2.2]coax_pin_T1	Port	ScanMag1*1		ScanPhase1 + (1*ScanPhaseShiftA + 1*ScanPhaseShiftB)	
11	Antenna_array[2.3]coax_pin_T1	Port	ScanMag1*1		ScanPhase1 + (1*ScanPhaseShiftA + 2*ScanPhaseShiftB)	
12	Antenna_array[2.4]coax_pin_T1	Port	ScanMag1*1		ScanPhase1 + (1*ScanPhaseShiftA + 3*ScanPhaseShiftB)	
13	Antenna_array[2.5]coax_pin_T1	Port	ScanMag1*1		ScanPhase1 + (1*ScanPhaseShiftA + 4*ScanPhaseShiftB)	
14	Antenna_array[2.6]coax_pin_T1	Port	ScanMag1*1		ScanPhase1 + (1*ScanPhaseShiftA + 5*ScanPhaseShiftB)	
15	Antenna_array[2.7]coax_pin_T1	Port	ScanMag1*1		ScanPhase1 + (1*ScanPhaseShiftA + 6*ScanPhaseShiftB)	
16	Antenna_array[2.8]coax_pin_T1	Port	ScanMag1*1		ScanPhase1 + (1*ScanPhaseShiftA + 7*ScanPhaseShiftB)	
17	Antenna_array[3.1]coax_pin_T1	Port	ScanMag1*1		ScanPhase1 + (2*ScanPhaseShiftA + 0*ScanPhaseShiftB)	
18	Antenna_array[3.2]coax_pin_T1	Port	ScanMag1*1		ScanPhase1 + (2*ScanPhaseShiftA + 1*ScanPhaseShiftB)	
19	Antenna_array[3.3]coax_pin_T1	Port	ScanMag1*1		ScanPhase1 + (2*ScanPhaseShiftA + 2*ScanPhaseShiftB)	
20	Antenna_array[3.4]coax_pin_T1	Port	ScanMag1*1		ScanPhase1 + (2*ScanPhaseShiftA + 3*ScanPhaseShiftB)	

(б)

Рисунок 4.14 – Система координат (а) та опис комірок (б) решітки 8×8 прямокутних патч-антен із коаксіальними фідерами в програм ANSYS HFSS

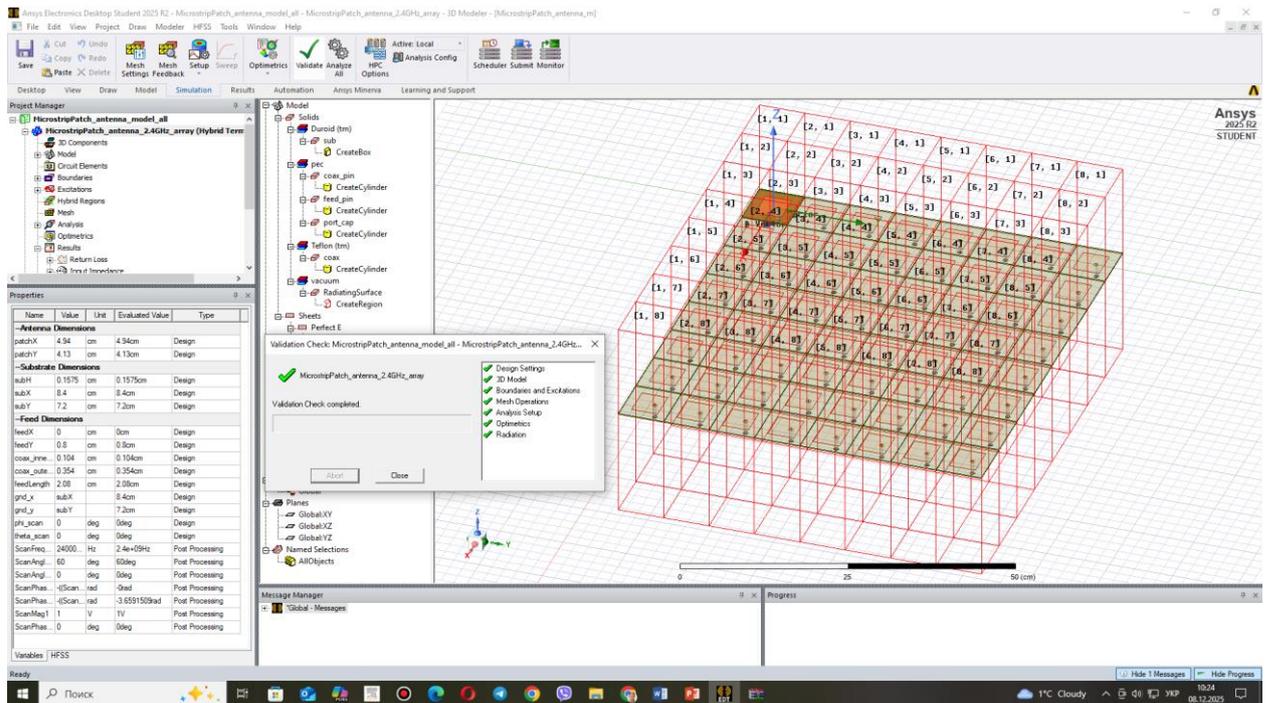


Рисунок 4.15 – Валідація та моделювання планарної решітки розмірністю  $8 \times 8$  прямокутних патч-антен із коаксіальними фідерами в програм ANSYS HFSS

4.4 Результати моделювання планарної решітки розмірністю  $8 \times 8$  прямокутних патч-антен із коаксіальними фідерами в програм ANSYS HFSS

3-D діаграма коефіцієнта спрямованої дії планарної решітки розмірністю  $8 \times 8$  прямокутних патч-антен із коаксіальними фідерами показаний на рис. 4.16.

3-D діаграма коефіцієнта підсилення в логарифмічному масштабі планарної решітки розмірністю  $8 \times 8$  прямокутних патч-антен із коаксіальними фідерами показаний на рис. 4.17.

На рис. 4.18 показаний графік частотної характеристики коефіцієнта зворотних втрат планарної решітки розмірністю  $8 \times 8$  прямокутних патч-антен із коаксіальними фідерами.

Діаграма Смітта планарної решітки розмірністю  $8 \times 8$  прямокутних патч-антен із коаксіальними фідерами показана на рис. 4.19.



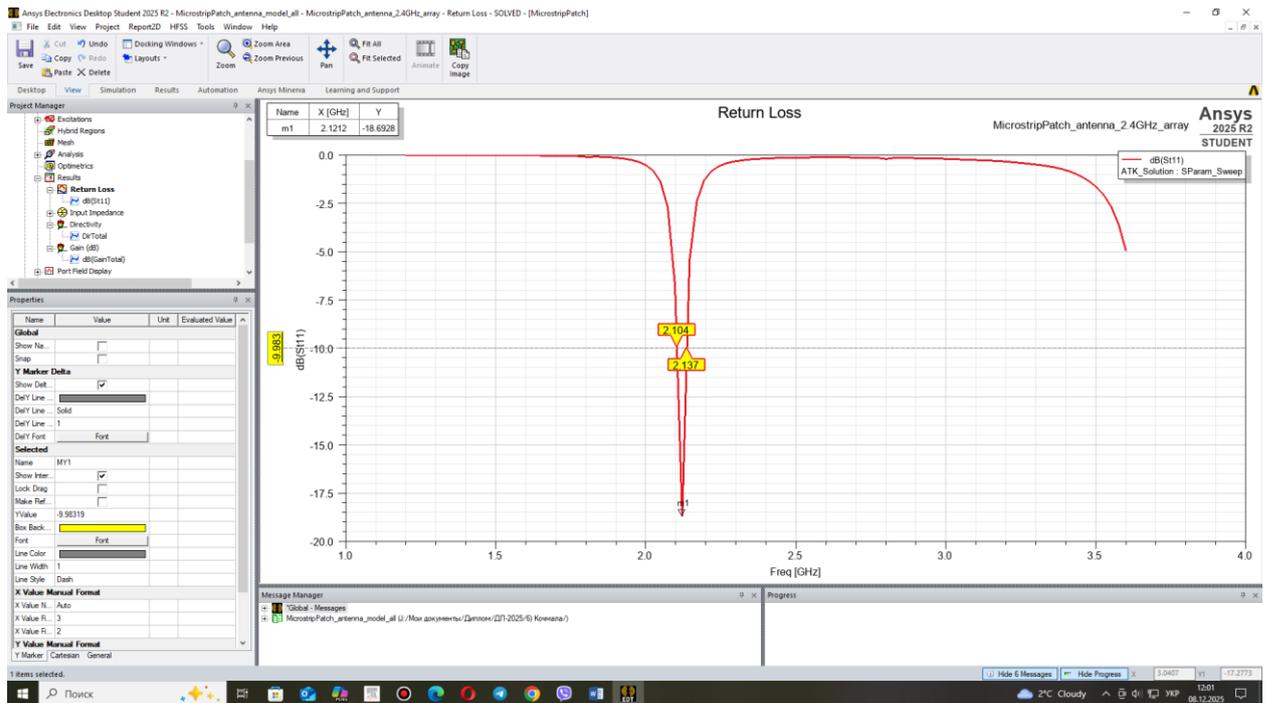


Рисунок 4.18 – Графік частотної характеристики коефіцієнта зворотних втрат планарної решітки розмірністю  $8 \times 8$  прямокутних патч-антен із коаксіальними фідерами

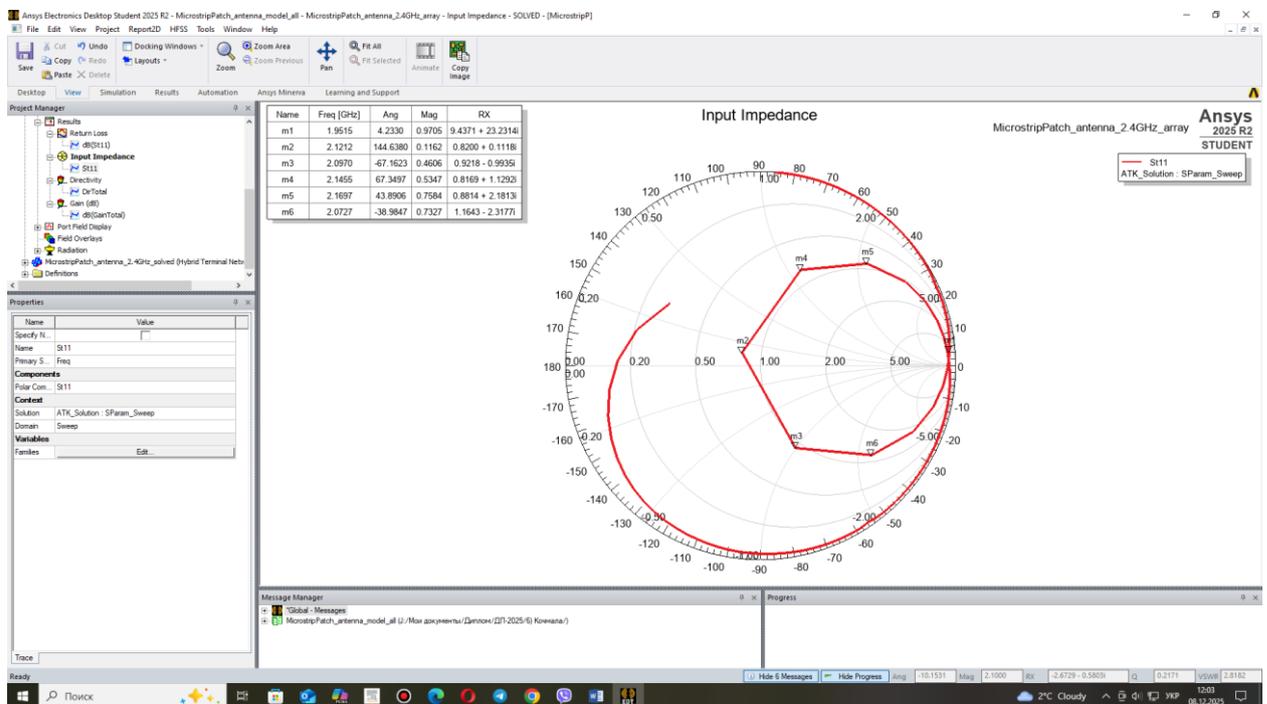


Рисунок 4.19 – Діаграма Смітта планарної решітки розмірністю  $8 \times 8$  прямокутних патч-антен із коаксіальними фідерами

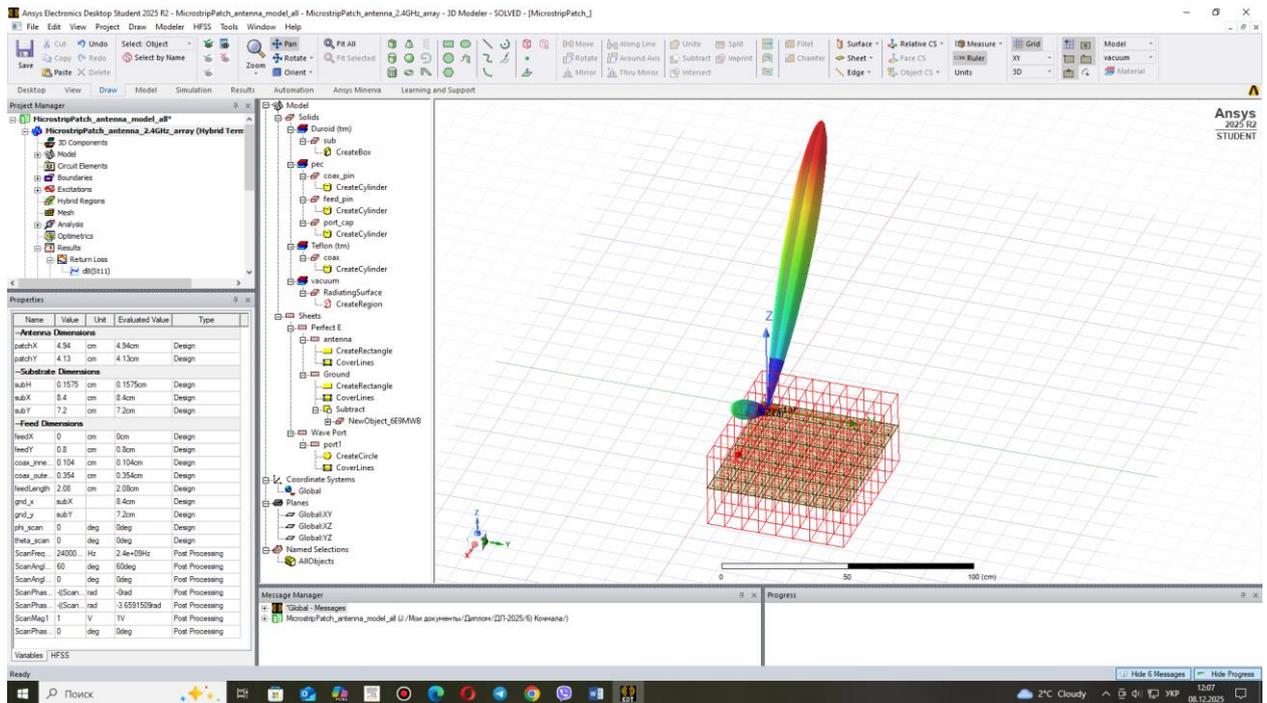


Рисунок 4.20 – 3-D діаграма коефіцієнта спрямованої дії накладена на геометрію планарної решітки розмірністю  $8 \times 8$  прямокутних патч-антен із коаксіальними фідерами

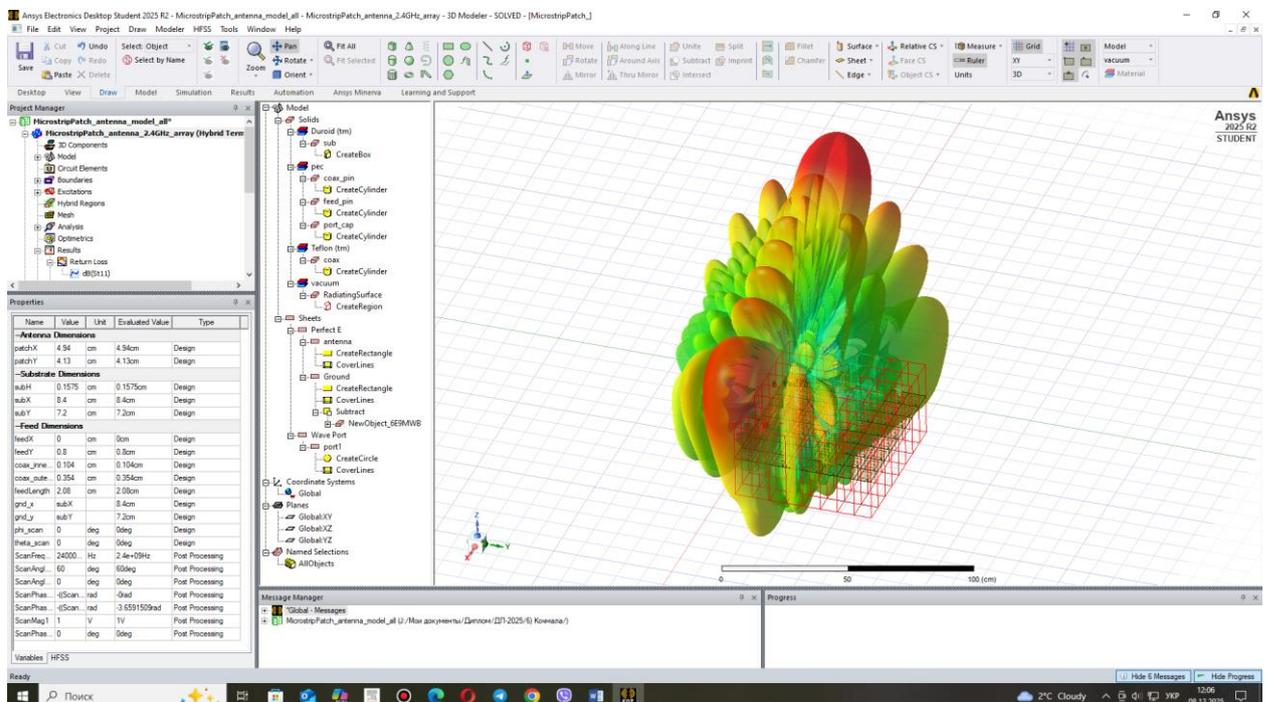
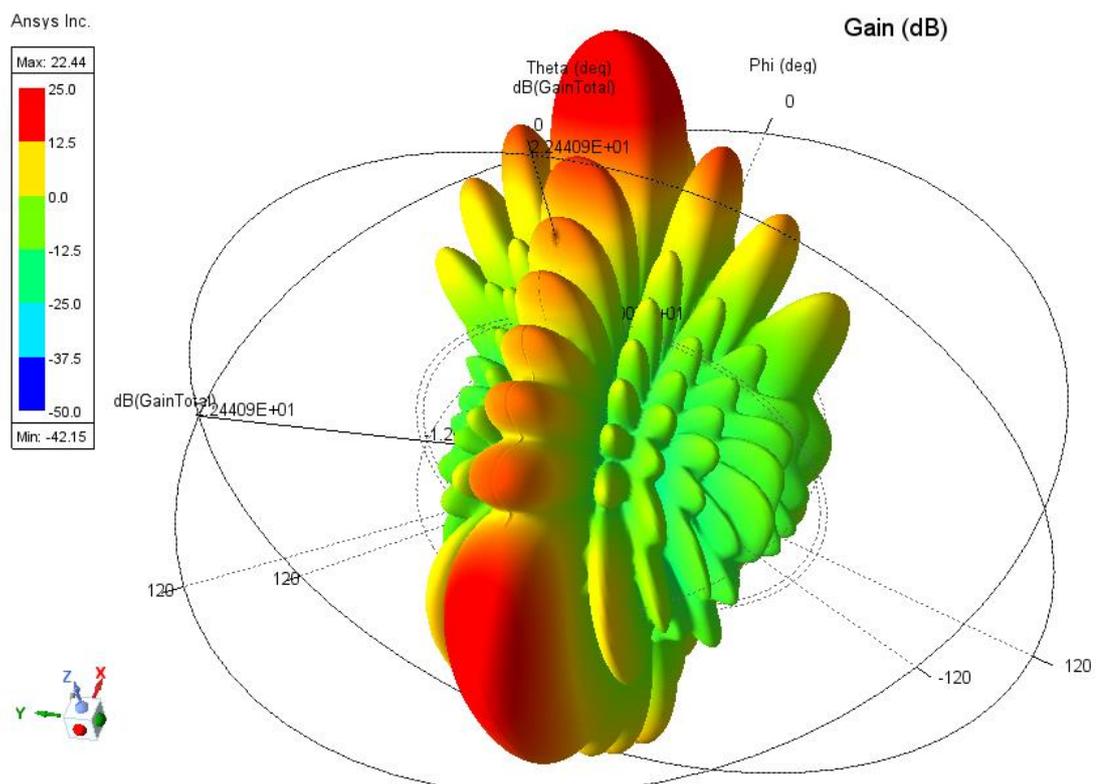
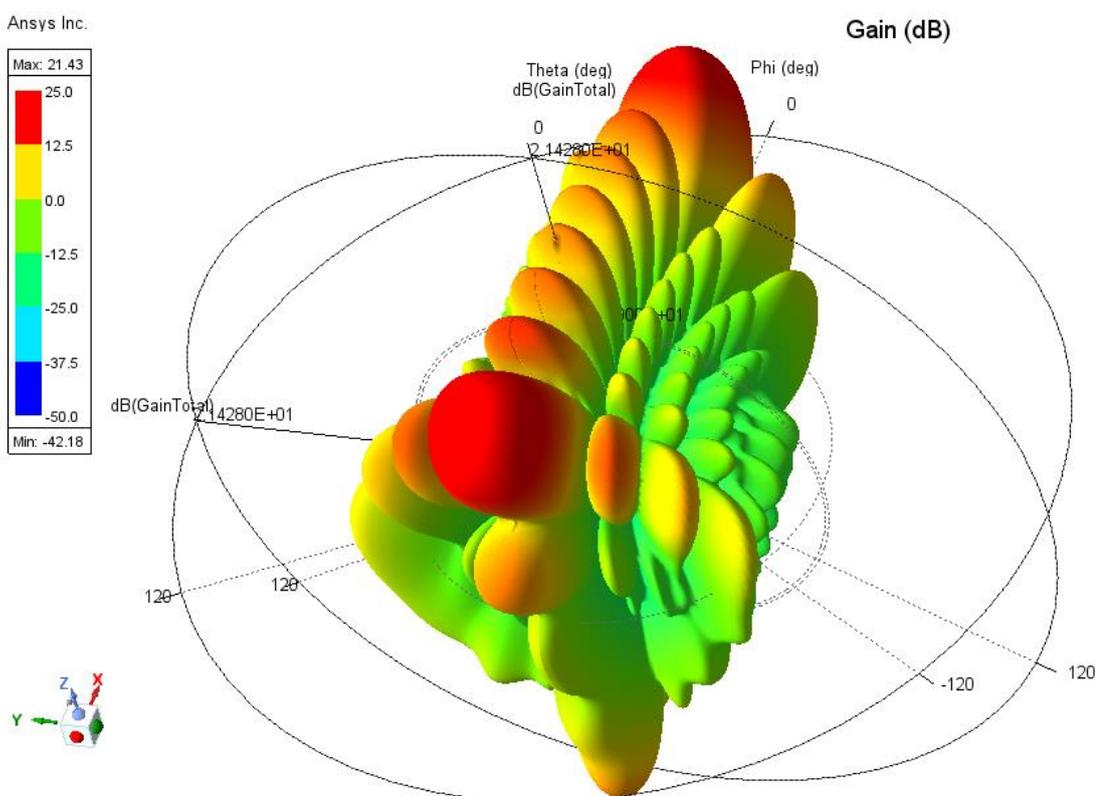


Рисунок 4.21 – 3-D діаграма коефіцієнта підсилення в логарифмічному масштабі накладена на геометрію планарної решітки розмірністю  $8 \times 8$  прямокутних патч-антен із коаксіальними фідерами



(a)



(б)

Рисунок 4.22 – Результат дослідження процесу електронного хитання променя випромінювання планарної решітки розмірністю  $8 \times 8$  прямокутних патч-антен: (а)  $\theta = 30^\circ$ ; (б)  $\theta = 60^\circ$

#### 4.5 Висновки до розділу

У четвертому розділі виконано повний цикл комп'ютерного синтезу та модельних досліджень патч-антени і планарної антенної решітки, призначених для роботи на частоті 2,4 ГГц у складі вбудованих систем мікросистемної техніки.

На першому етапі було проведено синтез геометричних параметрів прямокутної патч-антени з урахуванням характеристик діелектричної підкладки та вибраного способу збудження. Отримана модель була реалізована в ANSYS HFSS та піддана чисельному аналізу. За результатами моделювання визначено, що максимальний коефіцієнт підсилення одиничної патч-антени становить 7,85 дБ на робочій частоті, що підтверджує коректність розрахунків та придатність вибраної структури для використання як елемента антенної решітки.

На другому етапі виконано синтез планарної антенної решітки формату  $8 \times 8$  патч-елементів із коаксіальним збудженням кожного елемента. У процесі побудови враховано вимоги до міжелементних інтервалів, узгодження, геометрії апертури та просторового розподілу фазових зсувів.

Подальше модельне дослідження решітки в середовищі ANSYS HFSS дало змогу визначити її електродинамічні характеристики та підтвердити правильність синтезованих параметрів. За результатами моделювання встановлено, що максимальний коефіцієнт підсилення планарної решітки становить 21,54 дБ, що узгоджується з теоретичними оцінками для решітки з 64 однакових елементів та демонструє значне зростання направленості порівняно з одиничною антеною.

Отримані результати засвідчують, що застосований підхід до комп'ютерного синтезу та моделювання дозволив оптимально сформувану структуру планарної антенної решітки, забезпечивши досягнення заданих робочих параметрів. Створені моделі можуть бути використані як основа для подальшої практичної реалізації та інтеграції в мікросистемні вбудовані радіоелектронні пристрої.

## 5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

Науково-технічна розробка має право на існування та впровадження, якщо вона відповідає вимогам часу, як в напрямку науково-технічного прогресу та і в плані економіки. Тому для науково-дослідної роботи необхідно оцінювати економічну ефективність результатів виконаної роботи.

Магістерська кваліфікаційна робота з розробки та дослідження «Планарна антенна решітка з патч антен для вбудованих застосувань мікросистемної техніки» відноситься до науково-технічних робіт, які орієнтовані на виведення на ринок (або рішення про виведення науково-технічної розробки на ринок може бути прийнято у процесі проведення самої роботи), тобто коли відбувається так звана комерціалізація науково-технічної розробки. Цей напрямок є пріоритетним, оскільки результатами розробки можуть користуватися інші споживачі, отримуючи при цьому певний економічний ефект. Але для цього потрібно знайти потенційного інвестора, який би взявся за реалізацію цього проекту і переконати його в економічній доцільності такого кроку.

Для наведеного випадку нами мають бути виконані такі етапи робіт:

- 1) проведено комерційний аудит науково-технічної розробки, тобто встановлення її науково-технічного рівня та комерційного потенціалу;
- 2) розраховано витрати на здійснення науково-технічної розробки;
- 3) розрахована економічна ефективність науково-технічної розробки у випадку її впровадження і комерціалізації потенційним інвестором і проведено обґрунтування економічної доцільності комерціалізації потенційним інвестором.

### 5.1 Проведення комерційного та технологічного аудиту науково-технічної розробки

Метою проведення комерційного і технологічного аудиту дослідження за темою «Планарна антенна решітка з патч антен для вбудованих

застосувань мікросистемної техніки» є оцінювання науково-технічного рівня та рівня комерційного потенціалу розробки, створеної в результаті науково-технічної діяльності.

Оцінювання науково-технічного рівня розробки та її комерційного потенціалу рекомендується здійснювати із застосуванням 5-ти бальної системи оцінювання за 12-ма критеріями, наведеними в табл. 5.1 [63].

Таблиця 5.1 – Рекомендовані критерії оцінювання науково-технічного рівня і комерційного потенціалу розробки та бальна оцінка

Бали (за 5-ти бальною шкалою)					
	0	1	2	3	4
Технічна здійсненність концепції					
1	Достовірність концепції не підтверджена	Концепція підтверджена експертними висновками	Концепція підтверджена розрахунками	Концепція перевірена на практиці	Перевірено працездатність продукту в реальних умовах
Ринкові переваги (недоліки)					
2	Багато аналогів на малому ринку	Мало аналогів на малому ринку	Кілька аналогів на великому ринку	Один аналог на великому ринку	Продукт не має аналогів на великому ринку
3	Ціна продукту значно вища за ціни аналогів	Ціна продукту дещо вища за ціни аналогів	Ціна продукту приблизно дорівнює цінам аналогів	Ціна продукту дещо нижче за ціни аналогів	Ціна продукту значно нижче за ціни аналогів
4	Технічні та споживчі властивості продукту значно гірші, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту трохи гірші, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту на рівні аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту трохи кращі, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту значно кращі, ніж в аналогів
5	Експлуатаційні витрати значно вищі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати дещо вищі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати на рівні експлуатаційних витрат аналогів	Експлуатаційні витрати трохи нижчі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати значно нижчі, ніж в аналогів

Продовження таблиці 5.1 – Рекомендовані критерії оцінювання науково-технічного рівня і комерційного потенціалу розробки та бальна оцінка

	0	1	2	3	4
Ринкові перспективи					
6	Ринок малий і не має позитивної динаміки	Ринок малий, але має позитивну динаміку	Середній ринок з позитивною динамікою	Великий стабільний ринок	Великий ринок з позитивною динамікою
7	Активна конкуренція великих компаній на ринку	Активна конкуренція	Помірна конкуренція	Незначна конкуренція	Конкуренція немає
Практична здійсненність					
8	Відсутні фахівці як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї	Необхідно наймати фахівців або витратити значні кошти та час на навчання наявних фахівців	Необхідне незначне навчання фахівців та збільшення їх штату	Необхідне незначне навчання фахівців	Є фахівці з питань як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї
9	Потрібні значні фінансові ресурси, які відсутні. Джерела фінансування ідеї відсутні	Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування відсутні	Потрібні значні фінансові ресурси. Джерела фінансування є	Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування є	Не потребує додаткового фінансування
10	Необхідна розробка нових матеріалів	Потрібні матеріали, що використовуються у військово-промисловому комплексі	Потрібні дорогі матеріали	Потрібні досяжні та дешеві матеріали	Всі матеріали для реалізації ідеї відомі та давно використовуються у виробництві

Продовження таблиці 5.1 – Рекомендовані критерії оцінювання науково-технічного рівня і комерційного потенціалу розробки та бальна оцінка

	0	1	2	3	4
11	Термін реалізації ідеї більший за 10 років	Термін реалізації ідеї більший за 5 років. Термін окупності інвестицій	Термін реалізації ідеї від 3-х до 5-ти років. Термін окупності інвестицій більше 5-	Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності інвестицій від	Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності і
12	Необхідна розробка регламентних документів та отримання великої кількості дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту	Необхідно отримання великої кількості дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту, що вимагає значних коштів та часу	Процедура отримання дозвільних документів для виробництва та реалізації продукту вимагає незначних коштів та часу	Необхідно тільки повідомлення відповідним органам про виробництво та реалізацію продукту	Відсутні будь-які регламентні обмеження на виробництво та реалізацію продукту

Результати оцінювання науково-технічного рівня та комерційного потенціалу науково-технічної розробки потрібно звести до таблиці 5.2.

Таблиця 5.2 – Результати оцінювання науково-технічного рівня і комерційного потенціалу розробки експертами

Критерії	Експерт (ПІБ, посада)		
	1	2	3
	Бали:		
1	2		
1. Технічна здійсненність концепції	5	5	4
2. Ринкові переваги (наявність аналогів)	4	4	3
3. Ринкові переваги (ціна продукту)	3	2	3
4. Ринкові переваги (технічні властивості)	4	3	4
5. Ринкові переваги (експлуатаційні витрати)	3	2	3
6. Ринкові перспективи (розмір ринку)	3	3	3
7. Ринкові перспективи (конкуренція)	2	2	2
8. Практична здійсненність (наявність фахівців)	4	4	4
9. Практична здійсненність (наявність фінансів)	2	3	2
10. Практична здійсненність (необхідність нових матеріалів)	3	4	4

Продовження таблиці 5.2 – Результати оцінювання науково-технічного рівня і комерційного потенціалу розробки експертами

1	2		
11. Практична здійсненність (термін реалізації)	2	2	2
12. Практична здійсненність (розробка документів)	3	3	3
Сума балів	38	37	37
Середньоарифметична сума балів $СБ_c$	37,3		

За результатами розрахунків, наведених в таблиці 5.2, зробимо висновок щодо науково-технічного рівня і рівня комерційного потенціалу розробки. При цьому використаємо рекомендації, наведені в табл. 5.3 [63].

Таблиця 5.3 – Науково-технічні рівні та комерційні потенціали розробки

Середньоарифметична сума балів $СБ_c$ , розрахована на основі висновків експертів	Науково-технічний рівень та комерційний потенціал розробки
41...48	Високий
31...40	Вище середнього
21...30	Середній
11...20	Нижче середнього
0...10	Низький

Згідно проведених досліджень рівень комерційного потенціалу розробки за темою «Планарна антенна решітка з патч антен для вбудованих застосувань мікросистемної техніки» становить 37,3 бала, що, відповідно до таблиці 5.3, свідчить про комерційну важливість проведення даних досліджень (рівень комерційного потенціалу розробки вище середнього).

## 5.2 Розрахунок узагальненого коефіцієнта якості розробки

Окрім комерційного аудиту розробки доцільно також розглянути технічний рівень якості розробки, розглянувши її основні технічні показники. Ці показники по-різному впливають на загальну якість проектної розробки.

Узагальнений коефіцієнт якості ( $B_n$ ) для нового технічного рішення розрахуємо за формулою [64]:

$$B_n = \sum_{i=1}^k \alpha_i \cdot \beta_i, \quad (5.1)$$

де  $k$  – кількість найбільш важливих технічних показників, які впливають на якість нового технічного рішення;

$\alpha_i$  – коефіцієнт, який враховує питому вагу  $i$ -го технічного показника в загальній якості розробки. Коефіцієнт  $\alpha_i$  визначається експертним шляхом і

при цьому має виконуватись умова  $\sum_{i=1}^k \alpha_i = 1$ ;

$\beta_i$  – відносне значення  $i$ -го технічного показника якості нової розробки.

Відносні значення  $\beta_i$  для різних випадків розраховуємо за такими формулами:

- для показників, зростання яких вказує на підвищення в лінійній залежності якості нової розробки:

$$\beta_i = \frac{I_{ni}}{I_{ai}}, \quad (5.2)$$

де  $I_{ni}$  та  $I_{na}$  – чисельні значення конкретного  $i$ -го технічного показника якості відповідно для нової розробки та аналога;

- для показників, зростання яких вказує на погіршення в лінійній залежності якості нової розробки:

$$\beta_i = \frac{I_{ai}}{I_{ni}}; \quad (5.3)$$

Використовуючи наведені залежності можемо проаналізувати та порівняти техніко-економічні характеристики аналогу та розробки на основі

отриманих наявних та проектних показників, а результати порівняння зведемо до таблиці 5.4.

Таблиця 5.4 – Порівняння основних параметрів розробки та аналога.

Показники (параметри)	Одиниця вимірювання	Аналог	Проектований пристрій	Відношення параметрів нової розробки до аналога	Питома вага показника
Частота максимальна	МГц	2700	1800	0,67	0,15
Імпеданс	Ом	50	50	1	0,2
Підсилення	Дб	4	6,5	1,63	0,3
Коефіцієнт стоячої хвилі	рази	1,8	1,8	1,11	0,2
Максимальна потужність	Вт	2	5	2,5	0,15

Узагальнений коефіцієнт якості ( $B_n$ ) для нового технічного рішення складе:

$$B_n = \sum_{i=1}^k \alpha_i \cdot \beta_i = 0,67 \cdot 0,15 + 1 \cdot 0,2 + 1,63 \cdot 0,3 + 1,11 \cdot 0,2 + 2,5 \cdot 0,15 = 1,39.$$

Отже за технічними параметрами, згідно узагальненого коефіцієнту якості розробки, науково-технічна розробка переважає існуючі аналоги приблизно в 1,39 рази.

### 5.3 Розрахунок витрат на проведення науково-дослідної роботи

Витрати, пов'язані з проведенням науково-дослідної роботи на тему «Планарна антенна решітка з патч антен для вбудованих застосувань мікросистемної техніки», під час планування, обліку і калькулювання собівартості науково-дослідної роботи групуємо за відповідними статтями.

### 5.3.1 Витрати на оплату праці

До статті «Витрати на оплату праці» належать витрати на виплату основної та додаткової заробітної плати керівникам відділів, лабораторій, секторів і груп, науковим, інженерно-технічним працівникам, конструкторам, технологам, креслярам, копіювальникам, лаборантам, робітникам, студентам, аспірантам та іншим працівникам, безпосередньо зайнятим виконанням конкретної теми, обчисленої за посадовими окладами, відрядними розцінками, тарифними ставками згідно з чинними в організаціях системами оплати праці.

#### Основна заробітна плата дослідників

Витрати на основну заробітну плату дослідників ( $Z_o$ ) розраховуємо у відповідності до посадових окладів працівників, за формулою [63]:

$$Z_o = \sum_{i=1}^k \frac{M_{ni} \cdot t_i}{T_p}, \quad (5.4)$$

де  $k$  – кількість посад дослідників залучених до процесу досліджень;

$M_{ni}$  – місячний посадовий оклад конкретного дослідника, (грн.);

$t_i$  – число днів роботи конкретного дослідника, дн.;

$T_p$  – середнє число робочих днів в місяці,  $T_p=21$  дні.

$$Z_o = 19500,00 \cdot 11 / 21 = 8500,03 \text{ (грн.)}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 5.5.

Таблиця 5.5 – Витрати на заробітну плату дослідників

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, (грн.)	Оплата за робочий день, (грн.)	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, (грн.)
1	2	3	4	5
Керівник проекту	19500,00	772,73	11	8500,03
Науковий співробітник	18500,00	750,00	22	16500,00

Продовження таблиця 5.5 – Витрати на заробітну плату дослідників

1	2	3	4	5
Інженер-розробник мікросистемної техніки	15300,00	681,82	22	15000,04
Інженер-радіотехнік	15300,00	728,57	6	4371,43
Технік	8750,00	416,67	11	4583,33
Всього				48954,83

#### Основна заробітна плата робітників

Витрати на основну заробітну плату робітників ( $Z_p$ ) за відповідними найменуваннями робіт НДР на тему «Планарна антенна решітка з патч антен для вбудованих застосувань мікросистемної техніки» розраховуємо за формулою:

$$Z_p = \sum_{i=1}^n C_i \cdot t_i, \quad (5.5)$$

де  $C_i$  – погодинна тарифна ставка робітника відповідного розряду, за виконану відповідну роботу, грн/год;

$t_i$  – час роботи робітника при виконанні визначеної роботи, год.

Погодинну тарифну ставку робітника відповідного розряду  $C_i$  можна визначити за формулою:

$$C_i = \frac{M_M \cdot K_i \cdot K_c}{T_p \cdot t_{зм}}, \quad (5.6)$$

де  $M_M$  – розмір прожиткового мінімуму працездатної особи, або мінімальної місячної заробітної плати (в залежності від діючого законодавства), прийmemo  $M_M=8000,00$  (грн.);

$K_i$  – коефіцієнт міжкваліфікаційного співвідношення для встановлення тарифної ставки робітнику відповідного розряду (табл. Б.2, додаток Б) [63];

$K_c$  – мінімальний коефіцієнт співвідношень місячних тарифних ставок робітників першого розряду з нормальними умовами праці виробничих

об'єднань і підприємств до законодавчо встановленого розміру мінімальної заробітної плати.

$T_p$  – середнє число робочих днів в місяці, приблизно  $T_p = 21$  дн;

$t_{zm}$  – тривалість зміни, год.

$$C_1 = 8000,00 \cdot 1,10 \cdot 1,15 / (21 \cdot 8) = 60,24 \text{ (грн.)}$$

$$З_{pl} = 60,24 \cdot 5,00 = 301,19 \text{ (грн.)}$$

Таблиця 5.6 – Величина витрат на основну заробітну плату робітників

Найменування робіт	Тривалість роботи, год	Розряд роботи	Тарифний коефіцієнт	Погодинна тарифна ставка, (грн.)	Величина оплати на робітника (грн.)
Установка обладнання для проведення досліджень	5,00	2	1,10	60,24	301,19
Підготовка робочого місця розробника антен для вбудованих застосувань мікросистемної техніки	10,00	4	1,50	82,14	821,43
Встановлення програмного забезпечення розробки електронних схем	5,00	4	1,50	82,14	410,71
Підготовка бази даних	8,00	5	1,70	93,10	744,76
Монтаж компонентів системи патч антен	8,00	2	1,10	60,24	481,90
Випробування компонентів експериментальних блоків	6,00	5	1,70	93,10	558,57
Налагодження системи	5,50	4	1,50	82,14	451,79
Технічна підтримка експериментів	11,00	4	1,50	82,14	903,57
Контроль ходу фізичного експерименту	11,00	3	1,35	73,93	813,21
Всього					5487,14

Додаткова заробітна плата дослідників та робітників

Додаткову заробітну плату розраховуємо як 10 ... 12% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$Z_{\text{доп}} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{\text{доп}}}{100\%}, \quad (5.7)$$

де  $H_{\text{доп}}$  – норма нарахування додаткової заробітної плати. Прийmemo 11%.

$$Z_{\text{доп}} = (48954,83 + 5487,14) \cdot 11 / 100\% = 5988,62 \text{ (грн.)}$$

### 5.3.2 Відрахування на соціальні заходи

Нарахування на заробітну плату дослідників та робітників розраховуємо як 22% від суми основної та додаткової заробітної плати дослідників і робітників за формулою:

$$Z_n = (Z_o + Z_p + Z_{\text{доп}}) \cdot \frac{H_{zn}}{100\%} \quad (5.8)$$

де  $H_{zn}$  – норма нарахування на заробітну плату. Приймаємо 22%.

$$Z_n = (48954,83 + 5487,14 + 5988,62) \cdot 22 / 100\% = 13294,73 \text{ (грн.)}$$

### 5.3.3 Сировина та матеріали

До статті «Сировина та матеріали» належать витрати на сировину, основні та допоміжні матеріали, інструменти, пристрої та інші засоби і предмети праці, які придбані у сторонніх підприємств, установ і організацій та витрачені на проведення досліджень за темою «Планарна антенна решітка з патч антен для вбудованих застосувань мікросистемної техніки».

Витрати на матеріали ( $M$ ), у вартісному вираженні розраховуються окремо по кожному виду матеріалів за формулою:

$$M = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j - \sum_{j=1}^n B_j \cdot C_{\epsilon j}, \quad (5.9)$$

де  $H_j$  – норма витрат матеріалу  $j$ -го найменування, кг;

$n$  – кількість видів матеріалів;

$C_j$  – вартість матеріалу  $j$ -го найменування, грн/кг;

$K_j$  – коефіцієнт транспортних витрат, ( $K_j = 1,1 \dots 1,15$ );

$B_j$  – маса відходів  $j$ -го найменування, кг;

$C_{\epsilon j}$  – вартість відходів  $j$ -го найменування, грн/кг.

$$M_1 = 3,000 \cdot 172,00 \cdot 1,11 - 0 \cdot 0 = 572,76 \text{ (грн.)}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 5.7.

Таблиця 5.7 – Витрати на матеріали

Найменування матеріалу, марка, тип, сорт	Ціна за 1 кг, (грн.)	Норма витрат, кг	Величина відходів, кг	Ціна відходів, грн/кг	Вартість витраченого матеріалу, (грн.)
1	2	3	4	5	6
ПАПІР CANYO A4 STAND (PAPER_MS80/MS.A4.80.ST)	172,00	3,000	0	0	572,76
Папір CANYO A5, 80 г, 500 арк. Premium, клас А (149366)	125,00	2,000	0	0	277,50
Настільний набір Вuromax 16 items, black (BM.6302-01)	216,00	2,000	0	0	479,52
Органайзер настільний металевий, 22x14x13 см, чорний H-Tone (JJ41220)	345,00	2,000	0	0	765,90

Продовження таблиця 5.7 – Витрати на матеріали

1	2	3	4	5	6
Картридж Canon 725 Black (3484B002)	1580,00	1,000	0	0	1753,80
Диск DVD Verba 4.7Gb 16X SlimBox 1шт Matte AZO (43547-1disk)	28,00	4,000	0	0	124,32
USB накопичувач DRIVE 128GB Silver (L)	320,00	2,000	0	0	710,40
Тека для паперів	120,00	6,000	0	0	799,20
Всього					5483,40

#### 5.3.4 Розрахунок витрат на комплектуючі

Витрати на комплектуючі ( $K_e$ ), які використовують при проведенні НДР на тему «Планарна антенна решітка з патч антен для вбудованих застосувань мікросистемної техніки», розраховуємо, згідно з їхньою номенклатурою, за формулою:

$$K_e = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j \quad (5.10)$$

де  $H_j$  – кількість комплектуючих  $j$ -го виду, шт.;

$C_j$  – покупна ціна комплектуючих  $j$ -го виду, (грн.);

$K_j$  – коефіцієнт транспортних витрат, ( $K_j = 1,1 \dots 1,15$ ).

$$K_e = 4 \cdot 120,00 \cdot 1,11 = 532,80 \text{ (грн.)}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 5.8.

Таблиця 5.8 – Витрати на комплектуючі

Найменування комплектуючих	Кількість, шт.	Ціна за штуку, (грн.)	Сума, (грн.)
Мікрохвильовий роз'єм IPEX MNF1 (u.FL)	4	120,00	532,80
Всього			532,80

### 5.3.5 Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт

До статті «Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт» належать витрати на виготовлення та придбання спецустаткування необхідного для проведення досліджень, також витрати на їх проектування, виготовлення, транспортування, монтаж та встановлення.

Балансову вартість спецустаткування розраховуємо за формулою:

$$B_{\text{спец}} = \sum_{i=1}^k C_i \cdot C_{\text{пр.}i} \cdot K_i, \quad (5.11)$$

де  $C_i$  – ціна придбання одиниці спецустаткування даного виду, марки, грн;

$C_{\text{пр.}i}$  – кількість одиниць устаткування відповідного найменування, які придбані для проведення досліджень, шт.;

$K_i$  – коефіцієнт, що враховує доставку, монтаж, налагодження устаткування тощо, ( $K_i = 1,10 \dots 1,12$ );

$k$  – кількість найменувань устаткування.

$$B_{\text{спец}} = 15630,00 \cdot 1 \cdot 1,11 = 17349,30 \text{ (грн.)}$$

Отримані результати зведемо до таблиці 5.9.

Таблиця 5.9 – Витрати на придбання спецустаткування по кожному виду

Найменування устаткування	Кількість, шт	Ціна за одиницю, (грн.)	Вартість, (грн.)
Комплект метрологічного обладнання контролю сигналу	1	15630,00	17349,30
Випромінювач частот діапазону	2	4200,00	9324,00
Приймач частот діапазону	2	3100,00	6882,00
Всього			33555,30

### 5.3.6 Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт

До статті «Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт» належать витрати на розробку та придбання спеціальних програмних засобів і програмного забезпечення, (програм, алгоритмів, баз даних) необхідних для проведення досліджень, також витрати на їх проектування, формування та встановлення.

Балансову вартість програмного забезпечення розраховуємо за формулою:

$$B_{\text{прог}} = \sum_{i=1}^k C_{\text{инрг}} \cdot C_{\text{прог.}i} \cdot K_i, \quad (5.12)$$

де  $C_{\text{инрг}}$  – ціна придбання одиниці програмного засобу даного виду, (грн.);

$C_{\text{прог.}i}$  – кількість одиниць програмного забезпечення відповідного найменування, які придбані для проведення досліджень, шт.;

$K_i$  – коефіцієнт, що враховує інсталяцію, налагодження програмного засобу тощо, ( $K_i = 1,10 \dots 1,12$ );

$k$  – кількість найменувань програмних засобів.

$$B_{\text{прог}} = 420,00 \cdot 1 \cdot 1,05 = 441,00 \text{ (грн.)}$$

Отримані результати зведемо до таблиці 5.10.

Таблиця 5.10 – Витрати на придбання програмних засобів по кожному виду

Найменування програмного засобу	Кількість, шт	Ціна за одиницю, (грн.)	Вартість, (грн.)
Доступ до мережі Internet (високошвидкісний) грн/місяць	1	420,00	441,00
MATLAB / Simulink — математичне моделювання параметрів сигналу	1	7690,00	8074,50
AutoCAD / Visio — створення структурних і топологічних схем	1	8760,00	9198,00
Всього			17713,50

### 5.3.7 Амортизація обладнання, програмних засобів та приміщень

В спрощеному вигляді амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання, приміщень та програмному забезпеченню тощо, розраховуємо з використанням прямолінійного методу амортизації за формулою:

$$A_{обл} = \frac{Ц_{б}}{T_{в}} \cdot \frac{t_{вик}}{12}, \quad (5.13)$$

де  $Ц_{б}$  – балансова вартість обладнання, програмних засобів, приміщень тощо, які використовувались для проведення досліджень, (грн.);

$t_{вик}$  – термін використання обладнання, програмних засобів, приміщень під час досліджень, місяців;

$T_{в}$  – строк корисного використання обладнання, програмних засобів, приміщень тощо, років.

$$A_{обл} = (42600,00 \cdot 1) / (5 \cdot 12) = 710,00 \text{ (грн.)}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 5.11.

Таблиця 5.11 – Амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання

Найменування обладнання	Балансова вартість, (грн.)	Строк корисного використання, років	Термін використання обладнання, місяців	Амортизаційні відрахування, (грн.)
Персональний комп'ютер ПЕОМ	42600,00	5	1	710,00
Обчислювальний комплекс обробки даних	38300,00	3	1	1063,89
Робоче місце розробника	9800,00	7	1	116,67
Пристрій графічного виводу інформації	8699,00	4	1	181,23
Оргтехніка	11350,00	6	1	157,64
Приміщення лабораторії	450000,00	30	1	1250,00
Частотомір цифровий ЧМ-СЦ12	8600,00	7	1	102,38
Генератор еталонної частоти ГЧ-1880	6520,00	5	1	108,67
Прикладний пакет Microsoft Office 2019	6600,00	3	1	183,33
ОС Windows 11	6950,00	3	1	193,06
Всього				4066,86

## 5.3.8 Паливо та енергія для науково-виробничих цілей

Витрати на силову електроенергію ( $B_e$ ) розраховуємо за формулою:

$$B_e = \sum_{i=1}^n \frac{W_{yi} \cdot t_i \cdot C_e \cdot K_{eni}}{\eta_i}, \quad (5.14)$$

де  $W_{yi}$  – встановлена потужність обладнання на визначеному етапі розробки, кВт;

$t_i$  – тривалість роботи обладнання на етапі дослідження, год;

$C_e$  – вартість 1 кВт-години електроенергії, грн; (вартість електроенергії визначається за даними енергопостачальної компанії), прийmemo  $C_e = 12,56$  (грн.);

$K_{eni}$  – коефіцієнт, що враховує використання потужності,  $K_{eni} < 1$ ;

$\eta_i$  – коефіцієнт корисної дії обладнання,  $\eta_i < 1$ .

$$B_e = 0,20 \cdot 165,0 \cdot 12,56 \cdot 0,95 / 0,97 = 414,48 \text{ (грн.)}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 5.12.

Таблиця 5.12 – Витрати на електроенергію

Найменування обладнання	Встановлена потужність, кВт	Тривалість роботи, год	Сума, (грн.)
Персональний комп'ютер ПЕОМ	0,20	165,0	414,48
Обчислювальний комплекс обробки даних	0,25	165,0	518,10
Робоче місце розробника	0,15	110,0	207,24
Пристрій графічного виводу інформації	0,40	9,0	45,22
Оргтехніка	0,56	5,0	35,17
Частотомір цифровий ЧМ-СЦ12	0,10	80,0	100,48
Генератор еталонної частоти ГЧ-1880	0,26	80,0	261,25
Випромінювач частот діапазону	0,05	40,0	25,12
Приймач частот діапазону	0,01	40,0	5,02
Комплект метрологічного обладнання контролю сигналу	0,12	100,0	150,72
Всього			1762,80

### 5.3.9 Службові відрядження

До статті «Службові відрядження» дослідної роботи на тему «Планарна антенна решітка з патч антен для вбудованих застосувань мікросистемної техніки» належать витрати на відрядження штатних працівників, працівників

організацій, які працюють за договорами цивільно-правового характеру, аспірантів, зайнятих розробленням досліджень, відрядження, пов'язані з проведенням випробувань машин та приладів, а також витрати на відрядження на наукові з'їзди, конференції, наради, пов'язані з виконанням конкретних досліджень.

Витрати за статтею «Службові відрядження» розраховуємо як 20...25% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$B_{cv} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{cv}}{100\%}, \quad (5.15)$$

де  $H_{cv}$  – норма нарахування за статтею «Службові відрядження», прийmemo  $H_{cv} = 20\%$ .

$$B_{cv} = (48954,83 + 5487,14) \cdot 20 / 100\% = 10888,39 \text{ (грн.)}$$

5.3.10 Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації

Витрати за статтею «Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації» розраховуємо як 30...45% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$B_{cn} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{cn}}{100\%}, \quad (5.16)$$

де  $H_{cn}$  – норма нарахування за статтею «Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації», прийmemo  $H_{cn} = 30\%$ .

$$B_{cn} = (48954,83 + 5487,14) \cdot 30 / 100\% = 16332,59 \text{ (грн.)}$$

### 5.3.11 Інші витрати

До статті «Інші витрати» належать витрати, які не знайшли відображення у зазначених статтях витрат і можуть бути віднесені безпосередньо на собівартість досліджень за прямими ознаками.

Витрати за статтею «Інші витрати» розраховуємо як 50...100% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$I_{\text{в}} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{\text{ів}}}{100\%}, \quad (5.17)$$

де  $H_{\text{ів}}$  – норма нарахування за статтею «Інші витрати», прийmemo  $H_{\text{ів}} = 65\%$ .

$$I_{\text{в}} = (48954,83 + 5487,14) \cdot 65 / 100\% = 35387,28 \text{ (грн.)}$$

### 5.3.12 Накладні (загальновиробничі) витрати

До статті «Накладні (загальновиробничі) витрати» належать: витрати, пов'язані з управлінням організацією; витрати на винахідництво та раціоналізацію; витрати на підготовку (перепідготовку) та навчання кадрів; витрати, пов'язані з набором робочої сили; витрати на оплату послуг банків; витрати, пов'язані з освоєнням виробництва продукції; витрати на науково-технічну інформацію та рекламу та ін.

Витрати за статтею «Накладні (загальновиробничі) витрати» розраховуємо як 100...150% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$B_{\text{нзв}} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{\text{нзв}}}{100\%}, \quad (5.18)$$

де  $H_{\text{нзв}}$  – норма нарахування за статтею «Накладні (загальновиробничі) витрати», прийmemo  $H_{\text{нзв}} = 110\%$ .

$$B_{нзв} = (48954,83 + 5487,14) \cdot 110 / 100\% = 59886,17 \text{ (грн.)}$$

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Планарна антенна решітка з патч антен для вбудованих застосувань мікросистемної техніки» розраховуємо як суму всіх попередніх статей витрат за формулою:

$$B_{заг} = Z_o + Z_p + Z_{доо} + Z_n + M + K_в + B_{спец} + B_{прз} + A_{обл} + B_e + B_{св} + B_{сп} + I_в + B_{нзв}. \quad (5.19)$$

$$B_{заг} = 48954,83 + 5487,14 + 5988,62 + 13294,73 + 5483,40 + 532,80 + 33555,30 + 17713,50 + 4066,86 + 1762,80 + 10888,39 + 16332,59 + 35387,28 + 59886,17 = 259334,42 \text{ (грн.)}$$

Загальні витрати  $ZB$  на завершення науково-дослідної (науково-технічної) роботи та оформлення її результатів розраховується за формулою:

$$ZB = \frac{B_{заг}}{\eta}, \quad (5.20)$$

де  $\eta$  - коефіцієнт, який характеризує етап (стадію) виконання науково-дослідної роботи, прийmemo  $\eta=0,9$ .

$$ZB = 259334,42 / 0,9 = 288149,36 \text{ (грн.)}$$

5.4 Розрахунок економічної ефективності науково-технічної розробки при її можливій комерціалізації потенційним інвестором

В ринкових умовах узагальнюючим позитивним результатом, що його може отримати потенційний інвестор від можливого впровадження результатів тієї чи іншої науково-технічної розробки, є збільшення у потенційного інвестора величини чистого прибутку.

Результати дослідження проведені за темою «Планарна антенна решітка з патч антен для вбудованих застосувань мікросистемної техніки» передбачають комерціалізацію протягом 4-х років реалізації на ринку.

1) *Розробка чи суттєве вдосконалення машини (механізму, приладу, пристрою) для використання кінцевими споживачами.*

В цьому випадку майбутній економічний ефект буде формуватися на основі таких даних:

$\Delta N$  – збільшення кількості споживачів пристрою, у періоди часу, що аналізуються, від покращення його певних характеристик;

Показник	1-й рік	2-й рік	3-й рік	4-й рік
Збільшення кількості споживачів, осіб	1000	1200	1300	900

$N$  – кількість споживачів які використовували аналогічний пристрій у році до впровадження результатів нової науково-технічної розробки, прийmemo 15000 осіб;

$C_o$  – вартість пристрою у році до впровадження результатів розробки, прийmemo 380,00 (грн.);

$\pm \Delta C_o$  – зміна вартості пристрою від впровадження результатів науково-технічної розробки, прийmemo 126,87 (грн.).

Можливе збільшення чистого прибутку у потенційного інвестора  $\Delta \Pi_i$  для кожного із 4-х років, протягом яких очікується отримання позитивних результатів від можливого впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки, розраховуємо за формулою [63]:

$$\Delta \Pi_i = (\pm \Delta C_o \cdot N + C_o \cdot \Delta N)_i \cdot \lambda \cdot \rho \cdot \left(1 - \frac{\rho}{100}\right), \quad (5.21)$$

де  $\lambda$  – коефіцієнт, який враховує сплату потенційним інвестором податку на додану вартість. У 2025 році ставка податку на додану вартість складає 20%, а коефіцієнт  $\lambda = 0,8333$ ;

$\rho$  – коефіцієнт, який враховує рентабельність інноваційного продукту).

Прийmemo  $\rho = 40\%$ ;

$\mathcal{D}$  – ставка податку на прибуток, який має сплачувати потенційний інвестор, у 2025 році  $\mathcal{D} = 18\%$ ;

Збільшення чистого прибутку 1-го року:

$$\Delta\Pi_1 = (126,87 \cdot 15000,00 + 506,87 \cdot 1000) \cdot 0,83 \cdot 0,4 \cdot (1 - 0,18/100\%) = 656076,62 \text{ (грн.)}.$$

Збільшення чистого прибутку 2-го року:

$$\Delta\Pi_2 = (126,87 \cdot 15000,00 + 506,87 \cdot 2200) \cdot 0,83 \cdot 0,4 \cdot (1 - 0,18/100\%) = 821664,97 \text{ (грн.)}.$$

Збільшення чистого прибутку 3-го року:

$$\begin{aligned} \Delta\Pi_3 &= (126,87 \cdot 15000,00 + 506,87 \cdot 3500) \cdot 0,83 \cdot 0,4 \cdot (1 - 0,18/100\%) = \\ &= 1001052,34 \text{ (грн.)}. \end{aligned}$$

Збільшення чистого прибутку 4-го року:

$$\begin{aligned} \Delta\Pi_4 &= (126,87 \cdot 15000,00 + 506,87 \cdot 4400) \cdot 0,83 \cdot 0,4 \cdot (1 - 0,18/100\%) = \\ &= 1125243,60 \text{ (грн.)}. \end{aligned}$$

Приведена вартість збільшення всіх чистих прибутків  $III$ , що їх може отримати потенційний інвестор від можливого впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки:

$$III = \sum_{i=1}^T \frac{\Delta\Pi_i}{(1 + \tau)^i}, \quad (5.22)$$

де  $\Delta\Pi_i$  – збільшення чистого прибутку у кожному з років, протягом яких виявляються результати впровадження науково-технічної розробки, грн;

$T$  – період часу, протягом якого очікується отримання позитивних результатів від впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки, роки;

$\tau$  – ставка дисконтування, за яку можна взяти щорічний прогнозований рівень інфляції в країні,  $\tau = 0,12$ ;

$t$  – період часу (в роках) від моменту початку впровадження науково-технічної розробки до моменту отримання потенційним інвестором додаткових чистих прибутків у цьому році.

$$\begin{aligned} III &= 656076,62/(1+0,12)^1 + 821664,97/(1+0,12)^2 + 1001052,34/(1+0,12)^3 + \\ &+ 1125243,60/(1+0,12)^4 = 585782,70 + 655026,28 + 712529,28 + 715112,65 = \\ &= 2668450,92 \text{ (грн.)}. \end{aligned}$$

Величина початкових інвестицій  $PV$ , які потенційний інвестор має вкласти для впровадження і комерціалізації науково-технічної розробки:

$$PV = k_{инв} \cdot 3B, \quad (5.23)$$

де  $k_{инв}$  – коефіцієнт, що враховує витрати інвестора на впровадження науково-технічної розробки та її комерціалізацію, приймаємо  $k_{инв} = 2$ ;

$3B$  – загальні витрати на проведення науково-технічної розробки та оформлення її результатів, приймаємо 288149,36 (грн.).

$$PV = k_{инв} \cdot 3B = 2 \cdot 288149,36 = 576298,71 \text{ (грн.)}.$$

Абсолютний економічний ефект  $E_{абс}$  для потенційного інвестора від можливого впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки становитиме:

$$E_{абс} = III - PV \quad (5.24)$$

де  $III$  – приведена вартість зростання всіх чистих прибутків від можливого впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки, 2668450,92 (грн.);

$PV$  – теперішня вартість початкових інвестицій, 576298,71 (грн.).

$$E_{abc} = PPP - PV = 2668450,92 - 576298,71 = 2092152,20 \text{ (грн.)}.$$

Внутрішня економічна дохідність інвестицій  $E_g$ , які можуть бути вкладені потенційним інвестором у впровадження та комерціалізацію науково-технічної розробки:

$$E_g = T_{жс} \sqrt{1 + \frac{E_{abc}}{PV}} - 1, \quad (5.25)$$

де  $E_{abc}$  – абсолютний економічний ефект вкладених інвестицій, 2092152,20 (грн.);

$PV$  – теперішня вартість початкових інвестицій, 576298,71 (грн.);

$T_{жс}$  – життєвий цикл науково-технічної розробки, тобто час від початку її розробки до закінчення отримання позитивних результатів від її впровадження, 4 роки.

$$E_g = T_{жс} \sqrt{1 + \frac{E_{abc}}{PV}} - 1 = (1 + 2092152,20/576298,71)^{1/4} = 0,47.$$

Мінімальна внутрішня економічна дохідність вкладених інвестицій  $\tau_{min}$

$$\tau_{min} = d + f, \quad (5.26)$$

де  $d$  – середньозважена ставка за депозитними операціями в комерційних банках; в 2025 році в Україні  $d = 0,11$ ;

$f$  – показник, що характеризує ризикованість вкладення інвестицій, приймемо 0,3.

$\tau_{min} = 0,11 + 0,3 = 0,41 < 0,47$  свідчить про те, що внутрішня економічна дохідність інвестицій  $E_g$ , які можуть бути вкладені потенційним інвестором у впровадження та комерціалізацію науково-технічної розробки вища мінімальної внутрішньої дохідності. Тобто інвестувати в науково-дослідну роботу за темою «Планарна антенна решітка з патч антен для вбудованих застосувань мікросистемної техніки» доцільно.

Період окупності інвестицій  $T_{ок}$  які можуть бути вкладені потенційним інвестором у впровадження та комерціалізацію науково-технічної розробки:

$$T_{ок} = \frac{1}{E_g}, \quad (5.27)$$

де  $E_g$  – внутрішня економічна дохідність вкладених інвестицій.

$$T_{ок} = 1 / 0,47 = 2,14 \text{ р.}$$

$T_{ок} < 3$ -х років, що свідчить про комерційну привабливість науково-технічної розробки і може спонукати потенційного інвестора профінансувати впровадження даної розробки та виведення її на ринок.

## 5.5 Висновки до розділу

Згідно проведених досліджень рівень комерційного потенціалу розробки за темою «Планарна антенна решітка з патч антен для вбудованих застосувань мікросистемної техніки» становить 37,3 бала, що, свідчить про комерційну важливість проведення даних досліджень (рівень комерційного потенціалу розробки вище середнього).

При оцінюванні за технічними параметрами, згідно узагальненого коефіцієнту якості розробки, науково-технічна розробка переважає існуючі аналоги приблизно в 1,39 рази.

Також термін окупності становить 2,14 р., що менше 3-х років, що свідчить про комерційну привабливість науково-технічної розробки і може спонукати потенційного інвестора профінансувати впровадження даної розробки та виведення її на ринок.

Отже можна зробити висновок про доцільність проведення науково-дослідної роботи за темою «Планарна антенна решітка з патч антен для вбудованих застосувань мікросистемної техніки».

## ВИСНОВКИ

У результаті виконання магістерської кваліфікаційної роботи було проведено комплексне дослідження процесів проєктування, комп'ютерного синтезу та модельного аналізу патч-антен і планарних антенних решіток, призначених для використання у вбудованих застосуваннях мікросистемної техніки.

Було проведено огляд конструкцій патч-антен та антенних решіток на їх основі, узагальнено їхні ключові електромагнітні та конструктивні особливості. Проаналізовано сучасні підходи до проєктування мікросмушкових випромінювачів, а також параметри, що визначають їх ефективність, зокрема розміри патча, тип підкладки та метод живлення. Встановлено, що патч-антени поєднують компактність, низький профіль і технологічність виготовлення, що робить їх оптимальними для використання у вбудованих радіоелектронних системах. Особливу увагу приділено огляду антенних решіток на основі патч-елементів, які забезпечують формування вузьких діаграм спрямованості та підвищення коефіцієнта підсилення. На основі аналізу літературних джерел визначено основні тенденції розвитку таких структур, включно з оптимізацією геометрії, фідерних систем і матеріалів підкладок. Отримані результати підтверджують перспективність використання патч-антен і їх решіток у системах зв'язку, навігації та сенсорних мереж. Проведений огляд заклав теоретичне підґрунтя для подальших етапів синтезу та моделювання антенних структур у наступних розділах.

У теоретичній частині було узагальнено сучасні підходи до аналізу мікросмушкових випромінювачів, наведено особливості їх побудови, методи живлення та фактори, що впливають на робочі характеристики. Встановлено, що мікросмушкові патч-антени є одним із найбільш придатних рішень для компактних радіоелектронних пристроїв завдяки поєднанню низьких габаритів, технологічності виготовлення та достатнього рівня енергетичних параметрів.

На основі проведених розрахунків виконано синтез прямокутної патч-антени на частоту 2,4 ГГц. Чисельне моделювання у середовищі ANSYS HFSS підтвердило правильність обраних геометричних параметрів і забезпечило досягнення максимального коефіцієнта підсилення 7,85 дБ, що відповідає характеристикам якісного одиничного випромінювача для антенних решіток.

Подальший синтез і моделювання планарної антенної решітки формату  $8 \times 8$  патч-елементів дозволили визначити оптимальну конфігурацію структури, зокрема міжелементні відстані, спосіб збудження та особливості формування діаграми спрямованості. За результатами досліджень отримано максимальний коефіцієнт підсилення решітки 21,54 дБ, що підтверджує суттєве підвищення енергетичних можливостей у порівнянні з одиничною антеною та повністю відповідає очікуваній теоретичній ефективності.

Виконані дослідження засвідчили, що створені антенно-фідерні структури можуть бути ефективно інтегровані у вбудовані радіотехнічні системи, де висувуються вимоги до компактності, широких функціональних можливостей і високої продуктивності. Результати роботи можуть бути використані для подальшого вдосконалення антенних решіток, оптимізації мікросмушкових випромінювачів та створення високоефективних антенних модулів для сучасних бездротових систем.

Створення планарної антенної решітки з патч-антен є економічно доцільним завдяки її низькій вартості виготовлення та можливості масового виробництва методом друкованих технологій. Використання доступних діелектричних матеріалів та простих у реалізації конструкцій забезпечує мінімальні витрати на виробництво та обслуговування. Висока ефективність і компактність такої решітки дозволяють зменшити загальні габарити й енергоспоживання пристроїв, що позитивно впливає на їх вартість та конкурентоздатність. Крім того, інтегрування антенної системи безпосередньо у структуру мікросистемної техніки знижує потребу в зовнішніх компонентах і сприяє здешевленню кінцевого виробу.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Khan M. U., Sharawi M. S., Mittra R. Microstrip patch antenna miniaturisation techniques: a review. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2015 9(9), 913–922. DOI: 10.1049/iet-map.2014.0602
2. Sievenpiper D., Dawson D., Jacob M., et al. Experimental validation of performance limits and design guidelines for small antennas, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2012, 60, (1), pp. 8–19. DOI: 10.1109/TAP.2011.2167938
3. Dong Y., Toyao H., Itoh T. Design and characterization of miniaturized patch antennas loaded with complementary split-ring resonators, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2012, 60, (2), pp. 772–785. DOI: 10.1109/TAP.2011.2173120
4. Ouedraogo R.O., Rothwell E.J., Diaz A.R., Fuchi K., Temme A. Miniaturization of patch antennas using a metamaterial-inspired technique, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2012, 60, (5), pp. 2175–2182. DOI: 10.1109/TAP.2012.2189699
5. Oraizi H., Hedayati S. Miniaturization of microstrip antennas by the novel application of the Giuseppe Peano, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2012, 60, (8), pp. 3559–3567. DOI: 10.1109/TAP.2012.2201070
6. Garg R., Bhartia P., Bhal I., Ittipiboon A. Microstrip antenna design handbook. Artech House, MA, USA, 2001.
7. Schaubert D.H., Yngvesson K.S. Experimental study of a microstrip array on high permittivity substrate, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 1986, AP-34, (1), pp. 92–97. DOI: 10.1109/TAP.1986.1143723
8. Lee K.F., Luk K.M. Microstrip patch antennas. Imperial College Press, London, UK, 2011.
9. Balanis C.A. Antenna theory: analysis and design. John Wiley & Sons, NY, USA, 2004, 2nd edn.
10. Lee K., Tong K. Microstrip patch antennas – basic characteristics and some recent advances. *Proc. of the IEEE*, 2012, vol. 100, no. 7, pp. 2169–2180

11. Кочмала В.Б., Семенов А.О. Планарна антенна решітка з патч антен для вбудованих застосувань мікросистемної техніки. *Матеріали X Міжнародної науково-технічної конференції «Сучасні проблеми інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем (СППН-2025)»*, м. Вінниця, 05 – 07 листопада 2025, ВНТУ, 2025, С. 1-2. URL: <https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/spirn/spirn2025/paper/view/26707>
12. Kochmala V. B., Pinaev B. O., Shpirko O. A. Analysis of the Use of Microelectronic Devices for Determining the Type and Quality of Diesel Fuel. *Scientific Notes of Taurida National V.I. Vernadsky University. Series: Technical Sciences*, 2025, 1(2), pp. 91–97. <https://doi.org/10.32782/2663-5941/2025.2.1/14>
13. Wheeler H.A. Fundamental limitations of small antenna, *Proc. IRE*, 1947, 35, no. 12, pp. 1479–1484. doi: 10.1109/JRPROC.1947.226199
14. Kula J., Psychoudakis D., Liao W.-J., Chen C.-C., Volakis J., Halloran J. Patch antenna miniaturization using recently available ceramic substrates, *IEEE Antennas Propag. Mag.*, 2006, 48, (6), pp. 13–20. DOI: 10.1109/MAP.2006.323335
15. Hoorfar A., Perrotta A. An experimental study of microstrip antennas on very high permittivity ceramic substrates and very small ground planes, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2001, 49, (4), pp. 838–840. DOI: 10.1109/8.929638
16. Ikonen P.M.T., Rozanov K.N., Osipov A.V., Alitalo P., Tretyakov S.A: Magnetodielectric substrates in antenna miniaturization: potential and limitations, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2006, 54, (11), pp. 3391–3399. DOI: 10.1109/TAP.2006.884303
17. Farzami F., Forooraghi K. Miniaturization of a microstrip antenna using a compact and thin magneto-dielectric substrate, *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, 2012, 10, pp. 1540–1542. doi: 10.1109/LAWP.2011.2181968
18. Psychoudakis D., Koh Y.-H., Volakis J., Halloran J. Design method for aperture-coupled microstrip patch antennas on textured dielectric substrates,

- IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2004, 52, (10), pp. 2763–2765. DOI: 10.1109/TAP.2004.834452
19. Colburn J., Samii Y. Patch antennas on externally perforated high dielectric constant substrate, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 1999, 47, (12), pp. 1785–1794. DOI: 10.1109/8.817654
20. Li R., Dejean G., Tentzeris M.M., Laskar J. Development and analysis of a folded shorted-patch antenna with reduced size, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2004, 52, (2), pp. 555–562. DOI: 10.1109/TAP.2004.823884
21. Chiu C.Y., Chan C.H., Luk K.M. Study of a small wide-band patch antenna with double shorting walls, *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, 2004, 3, (1), pp. 230–231. DOI: 10.1109/LAWP.2004.836579
22. Holub A., Polivka M. A novel microstrip patch antenna miniaturization technique: a meanderly folded shorted-patch antenna. *2008 14th Conf. on Microwave Techniques*, April 2008, pp. 1–4.
23. Luk K., Chair R., Lee K. Small rectangular patch antenna, *Electron. Lett.*, 1998, 34, (25), p. 2366. DOI: 10.1049/el:19981643
24. Moon S.-M., Ryu H.-K., Woo J.-M., Ling H. Miniaturisation of  $\lambda/4$  microstrip antenna using perturbation effect and plate loading for low-VHF-band applications, *Electron. Lett.*, 2011, 47, (3), p. 162. DOI: 10.1049/el.2010.3647
25. Porath R. Theory of miniaturized shorting-post microstrip antennas, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2000, 48, (1), pp. 41–47. DOI: 10.1109/8.827384
26. Mishra A., Singh P., Yadav N.P., Ansari J. Compact shorted microstrip patch antenna for dual band operation, *Prog. Electromagn. Res. C*, 2009, 9, pp. 171–182. DOI: 10.2528/PIERC09071007
27. Wang S., Lai H.W., So K.K., Ng K.B. Wideband shorted patch antenna with a modified half U-slot, *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, 2012, 11, pp. 689–692. DOI: 10.1109/LAWP.2012.2204716

28. Waterhouse R., Targonski S., Kokotoff D. Design and performance of small printed antennas, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 1998, 46, (11), pp. 1629–1633. DOI: 10.1109/8.736612
29. Herscovici N., Osorio M.F., Peixeiro C. Miniaturization of rectangular microstrip patches using genetic algorithms, *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, 2002, 1, pp. 94–97. DOI: 10.1109/LAWP.2002.805128
30. Gianvittorio J., Samii Y. Fractal antennas: a novel antenna miniaturization technique, and applications, *IEEE Antennas Propag. Mag.*, 2002, 44, (1), pp. 20–36. DOI: 10.1109/74.997888
31. Latif S.I., Shafai L., Shafai C. An engineered conductor for gain and efficiency improvement of miniaturized microstrip antennas, *IEEE Antennas Propag. Mag.*, 2013, 55, (2), pp. 77–90. DOI: 10.1109/MAP.2013.6529319
32. Kakoyiannis C.G., Constantinou P. A compact microstrip antenna with tapered peripheral slits for CubeSat RF payloads at 436 MHz: miniaturization techniques, design, and numerical results. *IEEE Int. Workshop on Satellite and Space Communications (IWSSC08)*, October 2008, pp. 255–259
33. Anguera J., Boada L., Puente C., Borja C., Soler J. Stacked H-shaped microstrip patch antenna, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2004, 52, (4), pp. 983–993. DOI: 10.1109/TAP.2004.825812
34. Bokhari S.A., Zurcher J.-F., Mosig J.R., Gardiol F.E. A small microstrip patch antenna with a convenient tuning option, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 1996, 44, (11), pp. 1521–1528. DOI: 10.1109/8.542077
35. Chatterjee S., Ghosh K., Paul J., Chowdhury S.K., Chanda D., Sarkar P.P. Compact microstrip antenna for mobile communication, *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 2013, 55, (5), pp. 954–957. DOI: 10.1002/mop.27517
36. Chen W.-S., Wu C.-K., Wong K.-l. Square-ring microstrip antenna with a cross strip for compact circular polarization operation, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 1999, 47, (10), pp. 1566–1568. DOI: 10.1109/8.805900

37. Shackelford A.K., Lee K.-f., Luk K.M. Design of small-size wide-bandwidth microstrip-patch antennas, *IEEE Antennas Propag. Mag.*, 2003, 45, (1), pp. 75–83. DOI: 10.1109/MAP.2003.1189652
38. Iwasaki H. A circularly polarized small-size microstrip antenna with a cross slot, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 1996, 44, (10), pp. 1399–1401. DOI: 10.1109/8.537335
39. Tirado-Mendez J.A., Jardon-Aguila, H., Iturbide-Sanchez F. Application of the defected microstrip structure as a tuning technique for rectangular printed antennas, *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 2006, 48, (2), pp. 16–19
40. Dey, S., Mittra R. Compact microstrip patch antenna, *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 1997, 13, (1), pp. 12–14.
41. Zhang X.-X., Yang F. Study of a slit cut on a microstrip antenna and its applications, *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 1998, 18, (4), pp. 297–300.
42. Семенов А.О., Семенова О.О., Пінаєв Б.О., Білик О.В., Шпильовий О.О. Дослідження густини потоку електромагнітного випромінювання від елементарного електричного випромінювача у ближній та проміжних зонах. *Вчені записки ТНУ імені В.І. Вернадського. Серія: Технічні науки*. Том 33 (72), № 3, 2022, С. 13-19. DOI: 10.32838/2663-5941/2022.3/03
43. Andriy Semenov, Olena Semenova, Bogdan Pinaiev, Dmytro Kozin, Oleksandr Shpylovyi. Study of the radiation pattern of a rectangular horn antenna in the operation of multimode propagation of electromagnetic waves. *Technology Audit and Production Reserves*, № 2/2(64), 2022, pp. 50-55. DOI: 10.15587/2706-5448.2022.256560
44. Семенов А.О., Семенова О.О., Пінаєв Б.О., Козін Д.О., Кристофоров А.В. Широкопasmовога прямокутна рупорна антена з діелектричною лінзою для бездротового зв'язку «точка-точка». *Системи та технології*, Том 64, №2, 2022, С. 38-47. DOI: 10.32782/2521-6643-2022.2-64.5

45. Andriy Semenov, Olena Semenova, Bogdan Pinaiev, Roman Kulas, Oleksandr Shpylovyi. Development of a flexible antenna-wristband for wearable wrist-worn infocommunication devices of the LTE standard. *Technology Audit and Production Reserves*, № 3/1(65), 2022, pp. 20-26. DOI: 10.15587/2706-5448.2022.261718
46. Семенов А.О., Семенова О.О., Пінаєв Б.О., Куляс Р.О., Шпильовий О.О. Гнучка двохсмугова LTE антена для радіочастотних технологій доступу носимих пристроїв бездротових інфокомунікаційних і сенсорних мереж. *Вчені записки ТНУ імені В.І. Вернадського*. Серія: Технічні науки. Том 33 (72) № 4 2022. Частина 1. С. 32-38. DOI: 10.32838/2663-5941/2022.4/07
47. Andriy Semenov, Dmytro Havrilov, Andrii Volovyk, Oleksandr Stalchenko, Roman Kulas, Dmytro Ilchuk. Single-Mode and Multimode Operation of the Rectangular Waveguide with a Spherical Ferrite Probe. *2021 IEEE 3rd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Lviv, Ukraine, 26-28 Aug. 2021, pp. 100-104, doi: 10.1109/UKRCON53503.2021.9575750
48. Andriy Semenov, Olena Semenova, Natalia Kryvinska, Andrii Krystoforov, Pavlo Kurovskyi, Oleh Kaplychnyi. Development of a microwave resonant waveguide slot antenna with in-phase slot excitation. *TECHNOLOGY AUDIT AND PRODUCTION RESERVES* — Vol. 1 No. 2(69) (2023): Information and control systems, pp. 36-43. DOI: 10.15587/2706-5448.2023.274990
49. Andriy Semenov, Olena Semenova, Stefan Meulesteen. Flexible Antenna for Cellular IoT Device. *2022 IEEE 2nd Ukrainian Microwave Week (UkrMW)*, 14-18 November 2022, Ukraine, 2022, pp. 293-298, DOI: 10.1109/UkrMW58013.2022.10037036
50. Семенов Андрій, Олександр Громик. Дослідження спрямованих і хвильових параметрів антени поверхневих хвиль. *Вимірвальна та*

- обчислювальна техніка в технологічних процесах*, № 2, 2023, С. 125-133. DOI: 10.31891/2219-9365-2023-74-16
51. Семенов А., Кристофоров А. Надширокопосмугова диско-конусна антена діапазону частот 3-7 ГГц для інформаційно-вимірювальних приладів інтернету речей (IoT). *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*, (3), 2025, С. 176–183. DOI: 10.31891/2219-9365-2025-83-23
52. Guha D., Antar Y.M. *Microstrip and printed antennas: new trends, techniques and applications*. Wiley, Chichester, UK, 2011.
53. Sharawi M., Khan M., Numan A., Aloji D. A CSRR loaded MIMO antenna system for ISM band operation, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2013, 61, (8), pp. 4265–4274. DOI: 10.1109/TAP.2013.2263214
54. Bait-Suwailam M.M., Al-Rizzo H.M. Size reduction of microstrip patch antennas using slotted complementary split-ring resonators. *2013 The Int. Conf. on Technological Advances in Electrical, Electronics and Computer Engineering (TAECE)*, May 2013, pp. 528–531.
55. Jang H.A., Kim D.O., Kim C.Y. Size reduction of patch antenna array using CSRRs loaded ground plane. *Progress in Electromagnetics Research Symp.*, KL, Malaysia, 2012, pp. 1487–1489.
56. Goodwil K., Saxena V.N., Kartikeyan M.V. Dual band CSSRR inspired microstrip patch antenna for enhancing antenna performance and size reduction. *2013 Int. Conf. on Signal Processing and Communications (ICSC)*, 2013, pp. 495–497.
57. Cheng X., Senior D.E., Kim C., Yoon Y. A compact omnidirectional self-packaged patch antenna with complementary split-ring resonator loading for wireless endoscope applications, *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, 2013, 61, (6), pp. 3270–3279. DOI: 10.1109/TAP.2013.2250239
58. Liu J.X., Yin W.Y., He S.L. A new defected ground structure and its application for miniaturized switchable antenna, *Prog. Electromagn. Res., PIER*, 2010, 107, (May), pp. 115–128. DOI: 10.2528/PIER10050904

59. Mahmoud S.F. A new miniaturized annular ring patch resonator partially loaded by a metamaterial ring with negative permeability and permittivity, *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, 2004, (3), pp. 19–22. DOI: 10.1109/LAWP.2004.825092
60. Al A., Bilotti F., Engheta N., Vegni L. Subwavelength, compact, resonant patch antennas loaded with metamaterials, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2007, 55, (1), pp. 13–25. DOI: 10.1109/TAP.2006.888401
61. Mookiah P., Dandekar K. Metamaterial-substrate antenna array for MIMO communication system, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2009, 57, (10), pp. 3283–3292 (doi: 10.1109/TAP.2009.2028638)
62. Jahani, S., Rashed-Mohassel, J., Shahabadi, M.: ‘Miniaturization of circular patch antennas using MNG metamaterials’, *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, 2013, 9, pp. 1194–1196. DOI: 10.1109/LAWP.2010.2098472
63. Методичні вказівки до виконання економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт / Уклад. : В. О. Козловський, О. Й. Лесько, В. В. Кавецький. – Вінниця : ВНТУ, 2021. – 42 с.
64. Кавецький В. В. Економічне обґрунтування інноваційних рішень: практикум / В. В. Кавецький, В. О. Козловський, І. В. Причепка – Вінниця : ВНТУ, 2016. – 113 с.

Додаток А  
(обов'язковий)

## ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА

### ПЛАНАРНА АНТЕННА РЕШІТКА З ПАТЧ АНТЕН ДЛЯ ВБУДОВАНИХ ЗАСТОСУВАНЬ МІКРОСИСТЕМНОЇ ТЕХНІКИ

Виконав: студент 2-го курсу, групи МНТ-24м  
спеціальності 176 Мікро- та наносистемна  
техніка

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

 Кочмала В.Б.

(прізвище та ініціали)

Керівник: д.т.н., проф. професор кафедри ІРТС

 Семенов А.О.

(прізвище та ініціали)

« 16 » 12 2025 р.

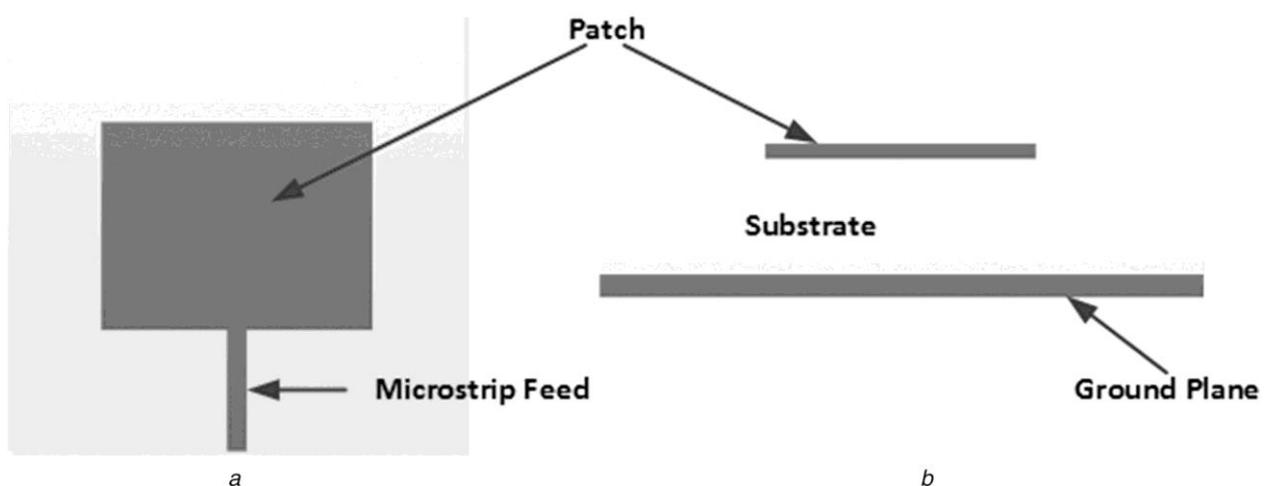


Рисунок 1.1 – Мікросмужкова прямокутна патч-антена з лінійним живленням: (а) вигляд згори; (б) вигляд збоку

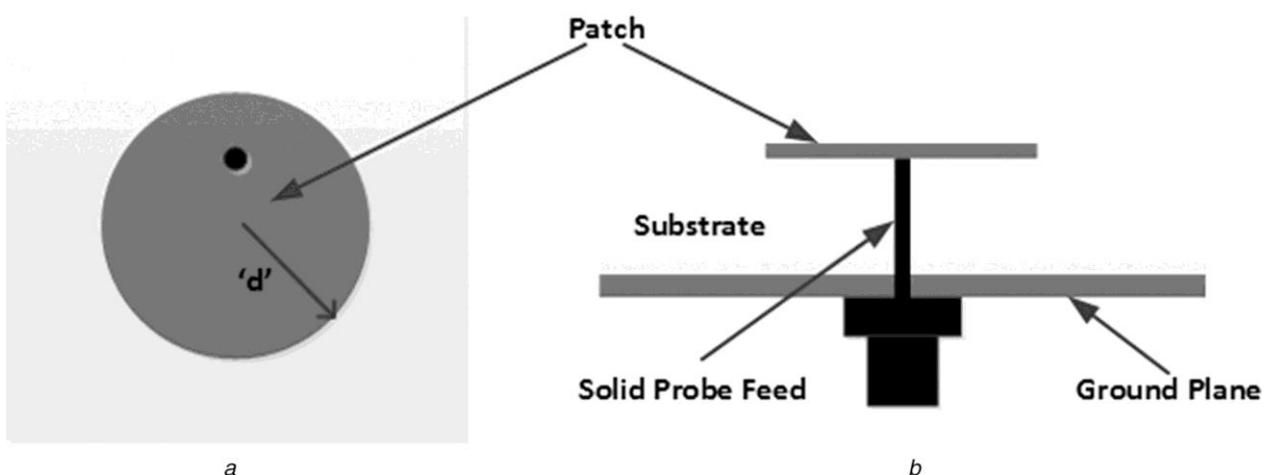


Рисунок 1 – Кругла патч-антена з суцільним зондом живлення: (а) вигляд згори; (б) вигляд збоку

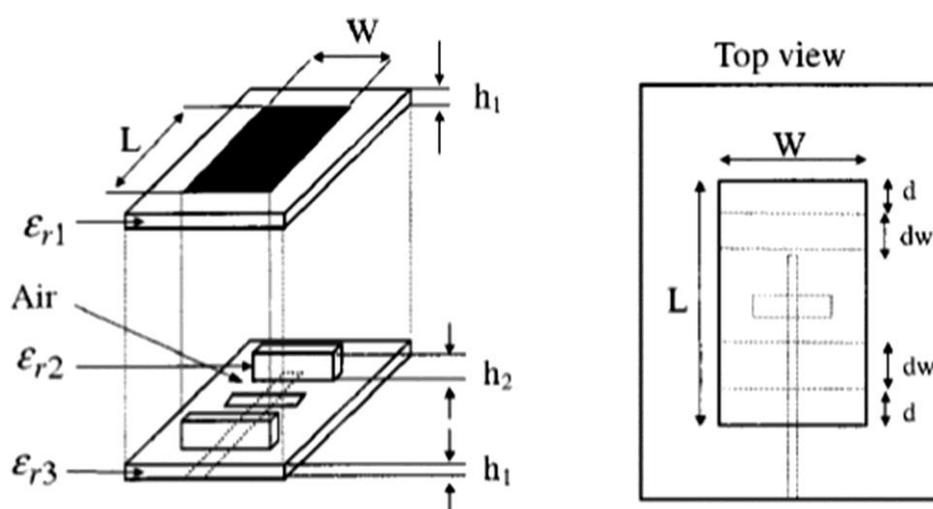
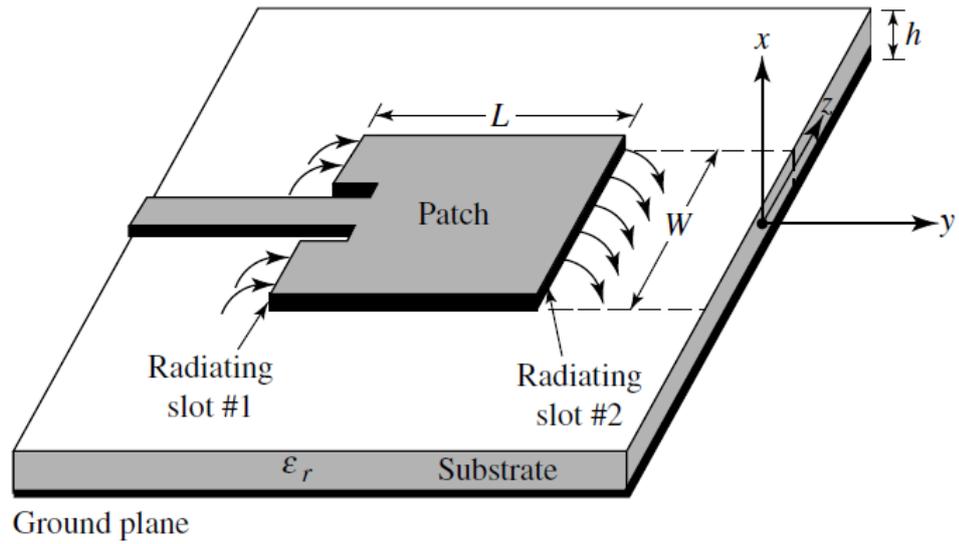
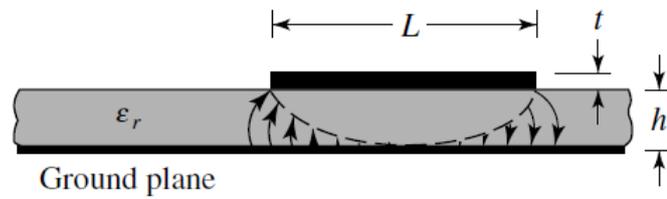


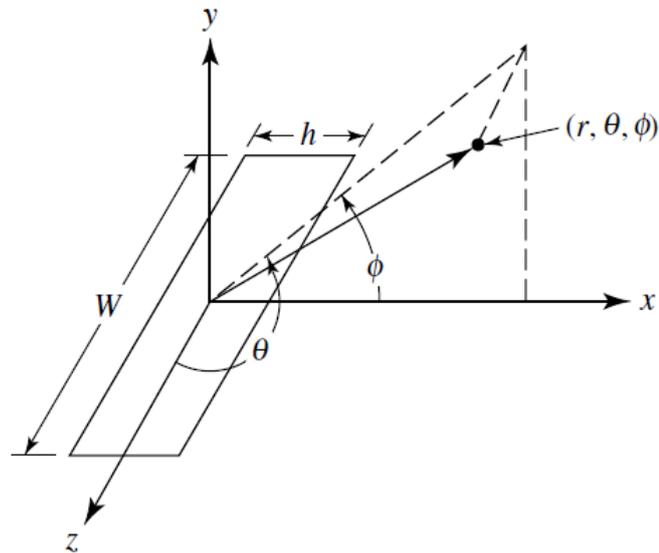
Рисунок 2 – МПА з діелектричними стрижнями під накладкою



(a)



(б)



(в)

Рисунок 3 – Мікросмуужкова антена та система координат: (а) зовнішній вигляд мікросмуужкової антени (патч антена); (б) вигляд збоку; (в) система координат для кожної випромінюючої щілини

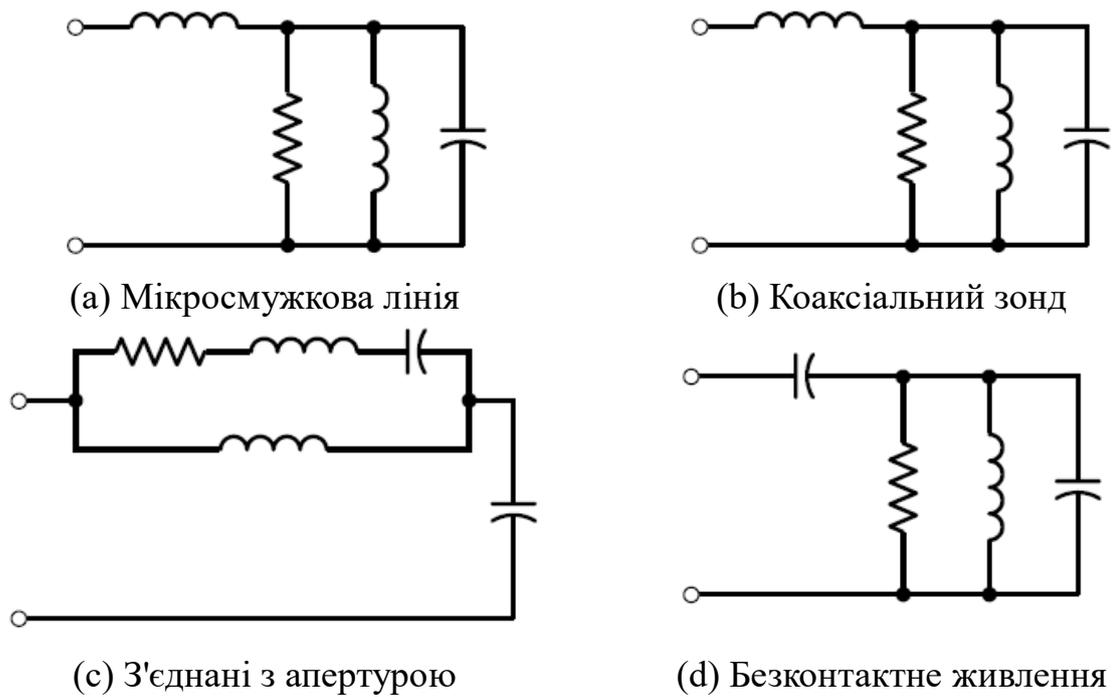


Рисунок 4 – Еквівалентні схеми для типових видів живлення патч антен

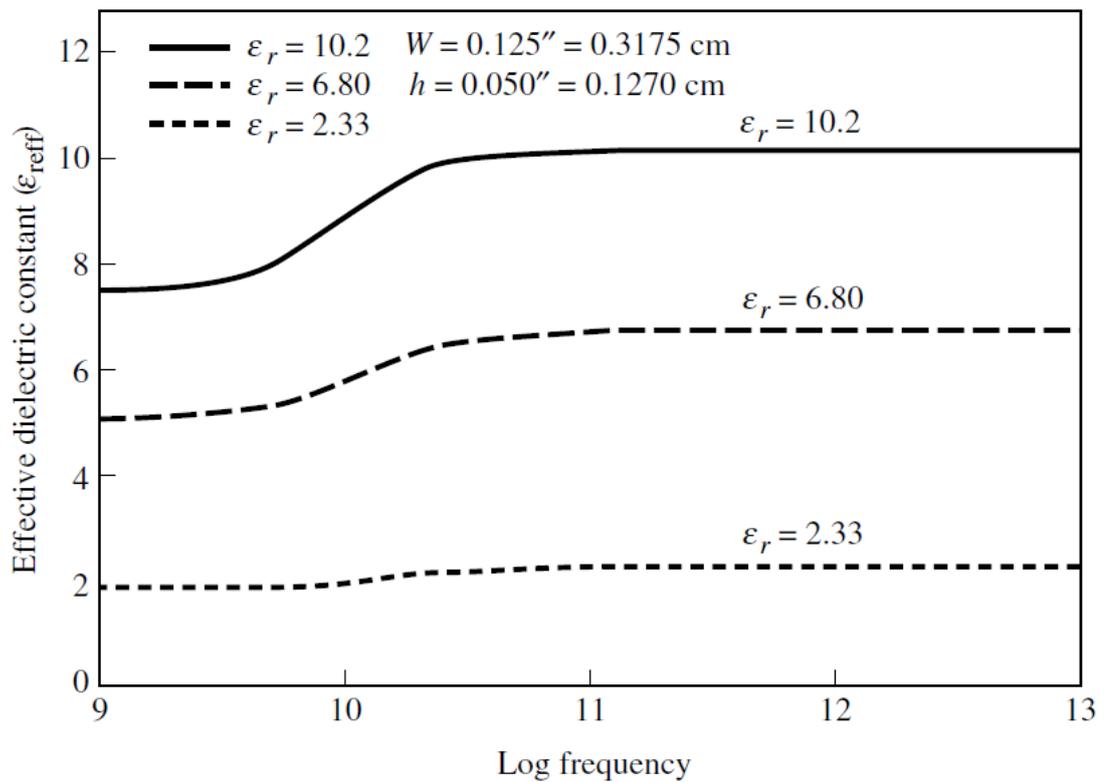


Рисунок 5 – Ефективна діелектрична проникність в залежності від частоти для типових діелектричних підкладок



Рисунок 6 – Планарна антенна решітка AWACS з хвильовими щілинами

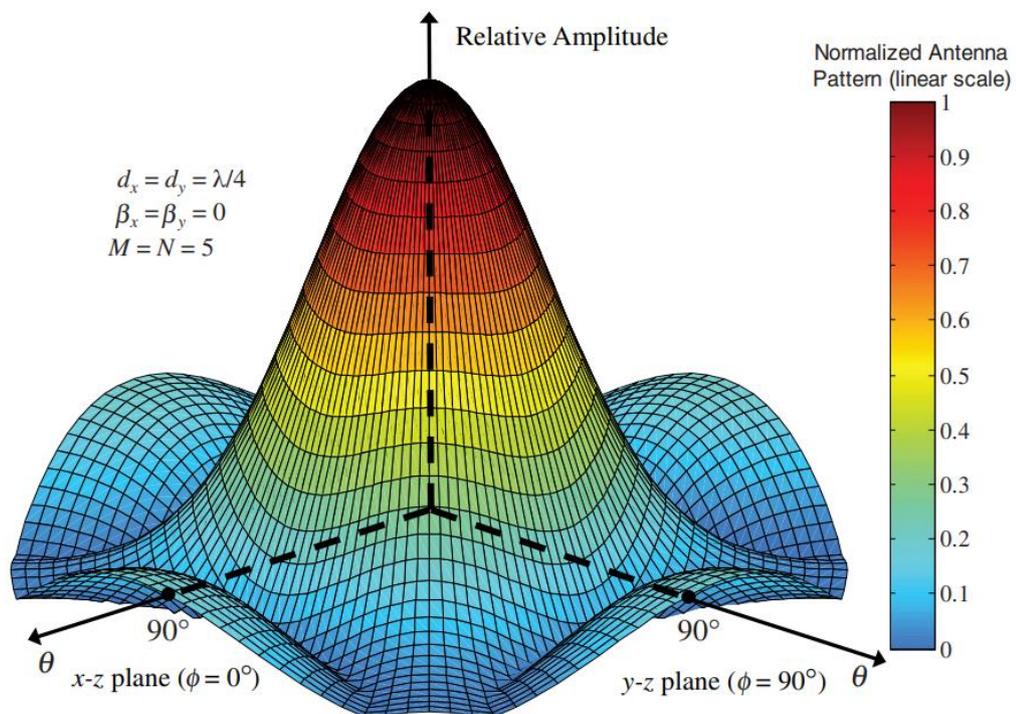


Рисунок 7 – Тривимірна діаграма спрямованості плоскої антенної решітки з ізотропних елементів з відстанню між ними  $d_x = d_y = \lambda/4$ , і рівними амплітудними та фазовими збудженнями

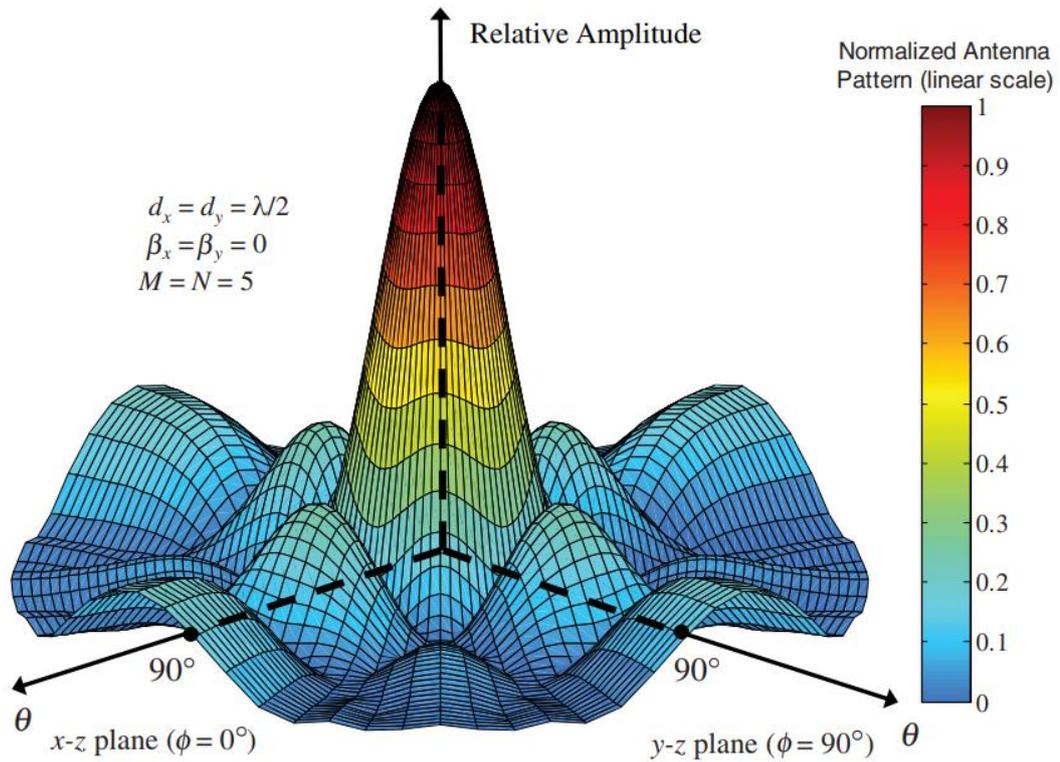


Рисунок 8 – Тривимірна діаграма спрямованості плоскої антенної решітки з ізотропних елементів з відстанню між ними  $d_x = d_y = \lambda/2$ , і рівними амплітудними та фазовими збудженнями

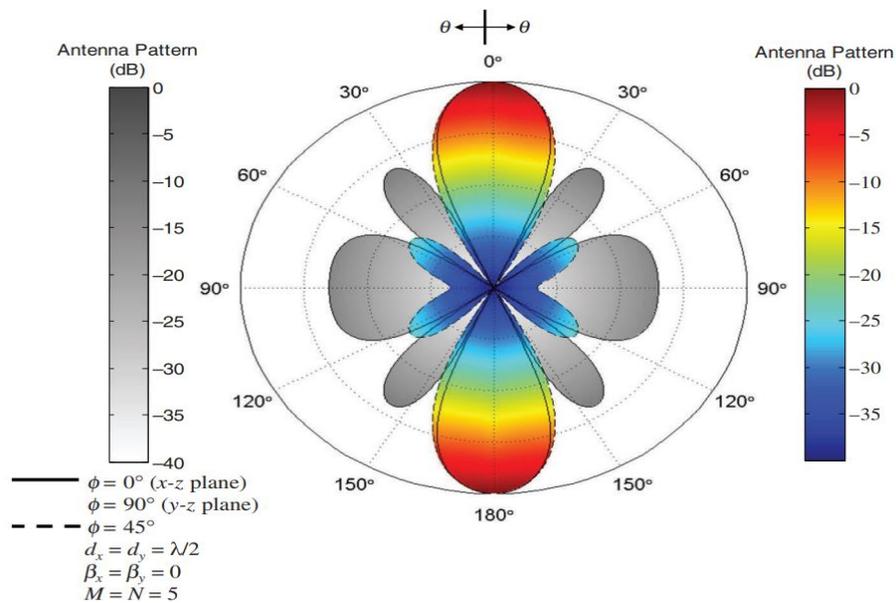


Рисунок 9 – Двовимірна діаграма спрямованості плоскої антенної решітки з ізотропних елементів з відстанню між ними  $d_x = d_y = \lambda/2$ , і рівними амплітудними та фазовими збудженнями

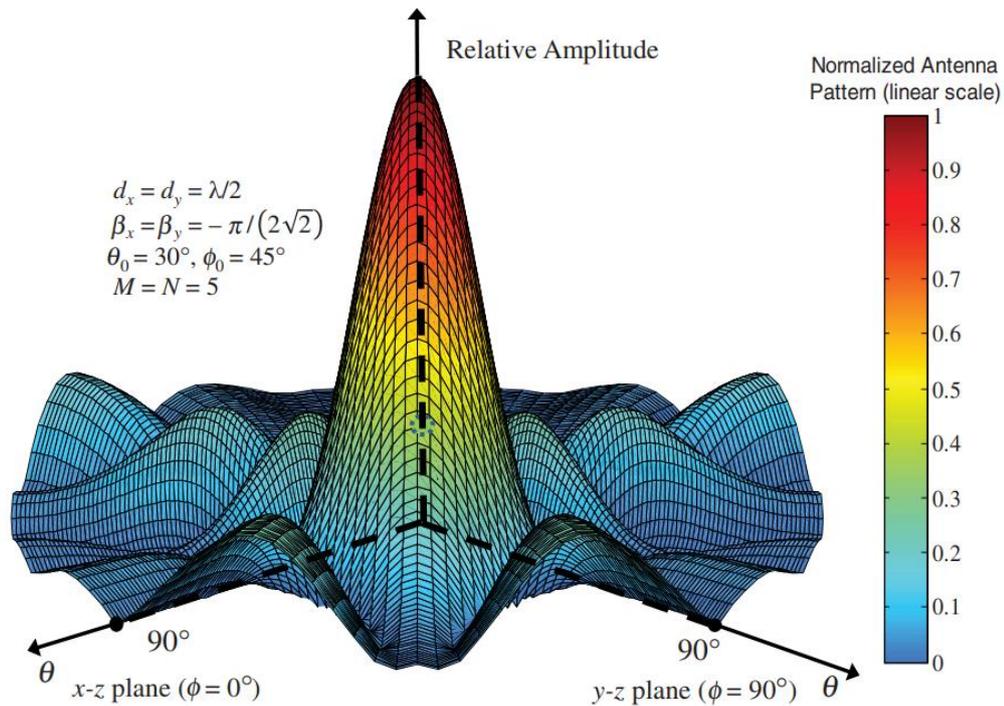


Рисунок 10 – Тривимірна діаграма спрямованості в циліндричному форматі плоскої антенної решітки з ізотропних елементів з відстанню між ними  $d_x = d_y = \lambda/2$ , однаковою амплітудою та прогресивним фазовим збудженням

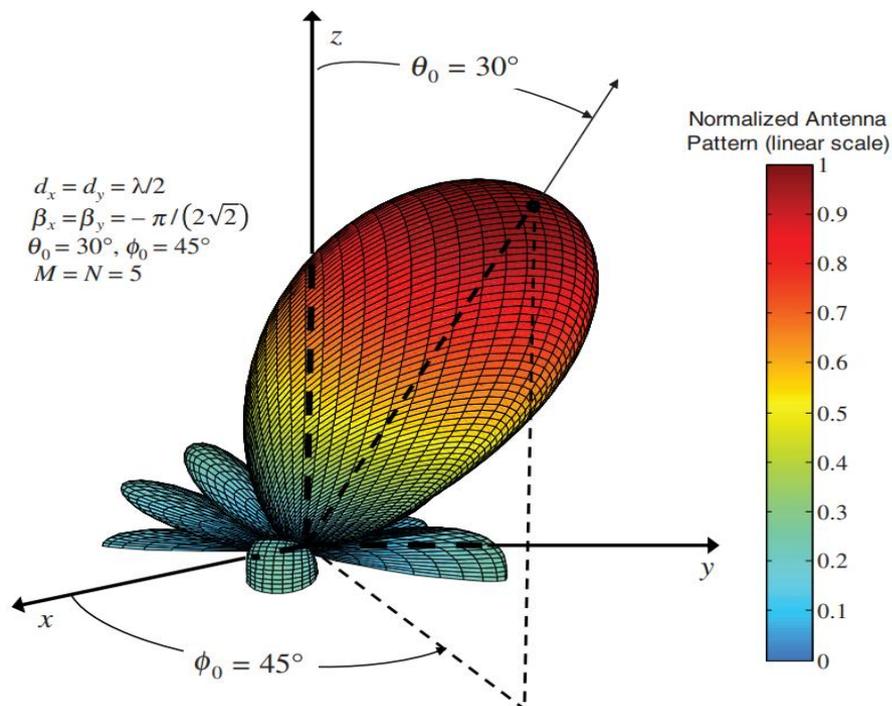


Рисунок 11 – Тривимірна діаграма спрямованості в сферичному форматі плоскої антенної решітки з ізотропних елементів з відстанню між ними  $d_x = d_y = \lambda/2$ , однаковою амплітудою та прогресивним фазовим збудженням

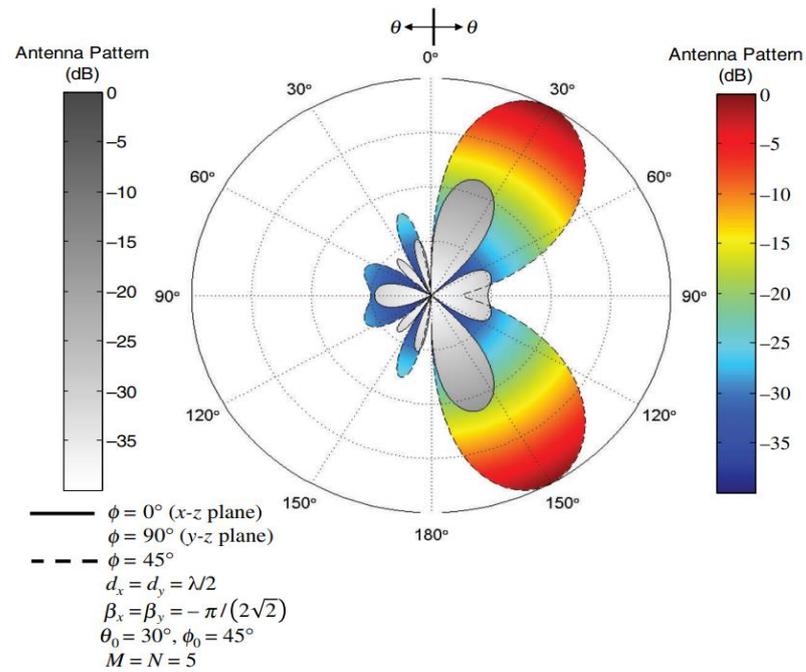


Рисунок 12 – Двовимірна діаграма спрямованості плоскої антенної решітки з ізотропних елементів з відстанню між ними  $d_x = d_y = \lambda/2$ , однаковою амплітудою та прогресивним фазовим збудженням

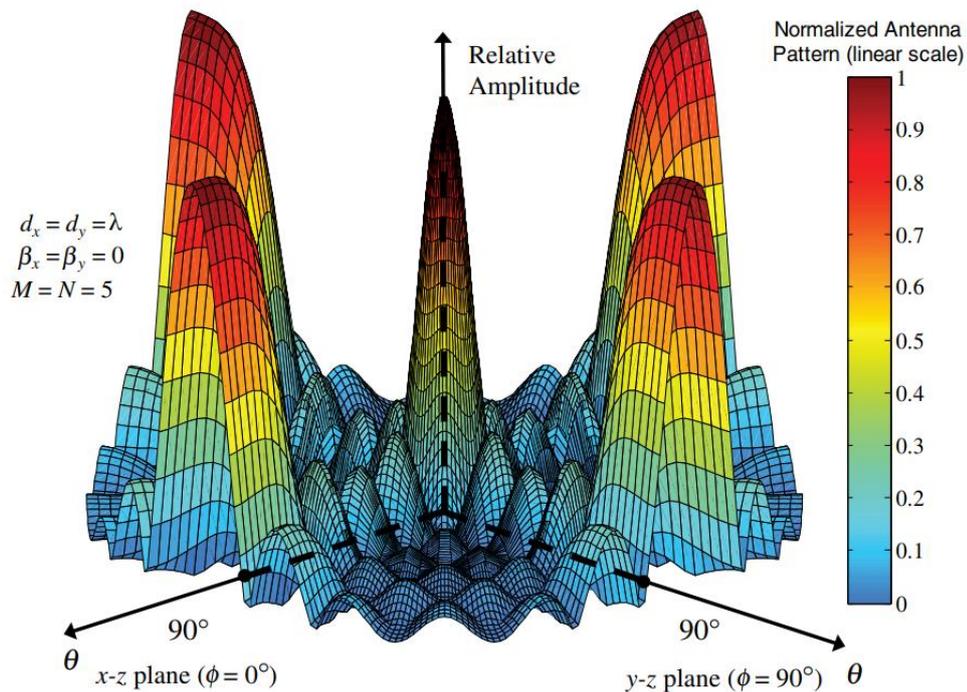


Рисунок 13 – Тривимірна діаграма спрямованості плоскої антенної решітки з ізотропних елементів з відстанню між ними  $d_x = d_y = \lambda$ , і рівними амплітудними і фазовими збудженнями

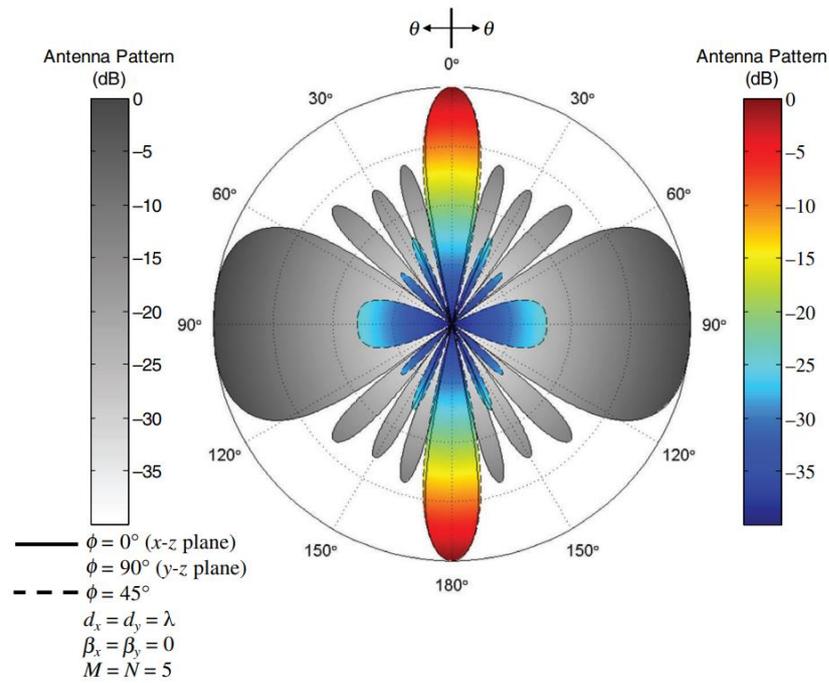


Рисунок 14 – Двовимірна діаграма спрямованості плоскої антенної решітки з ізотропних елементів з відстанню між ними  $d_x = d_y = \lambda$ , і рівними амплітудними та фазовими збудженнями

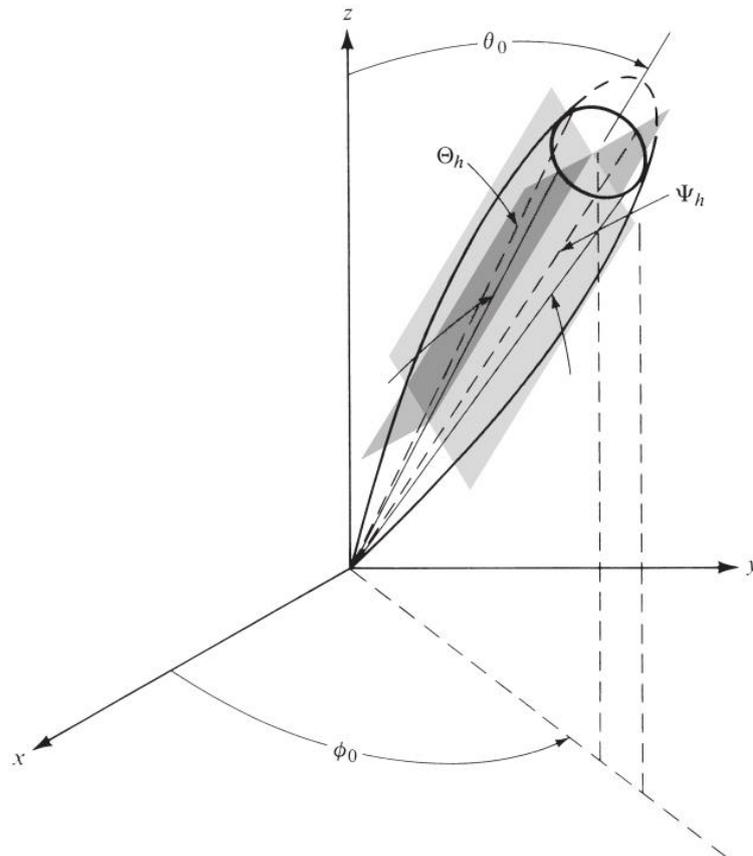


Рисунок 15 – Промені по рівню половини потужності для кінцевого головного променя, орієнтованого на  $\theta = \theta_0$ ,  $\phi = \phi_0$

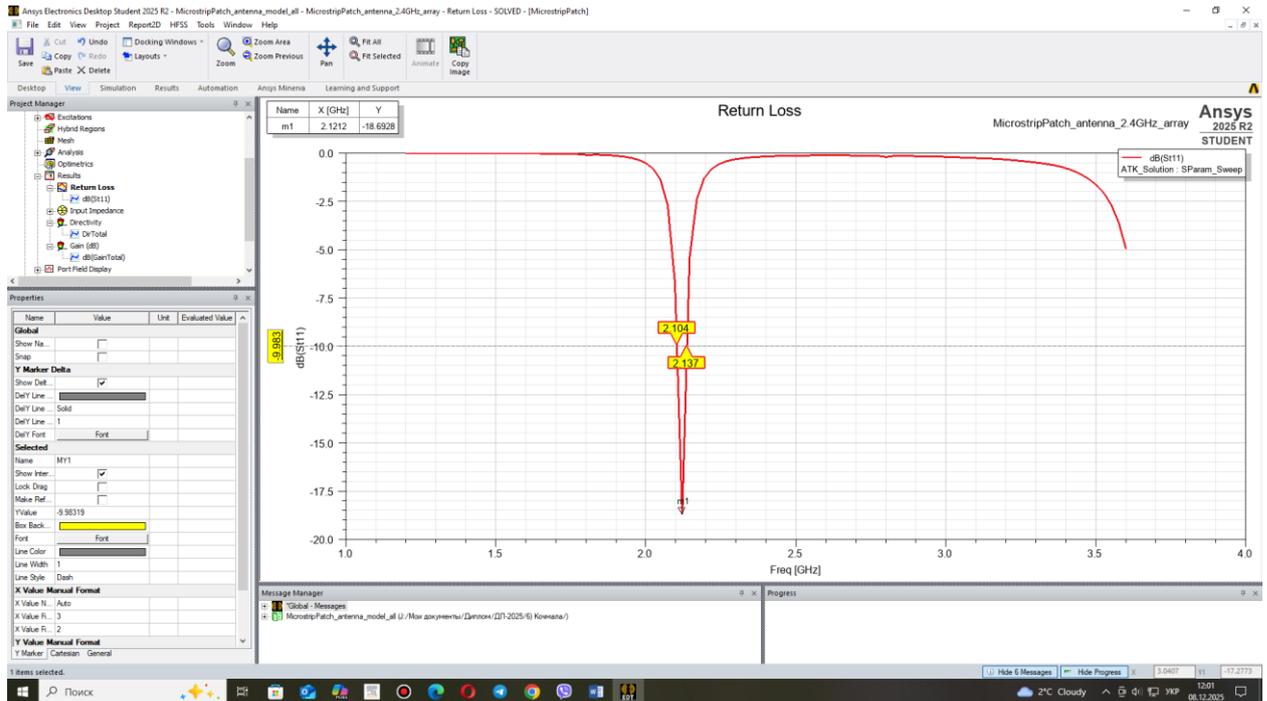


Рисунок 16 – Графік частотної характеристики коефіцієнта зворотних втрат планарної решітки розмірністю  $8 \times 8$  прямокутних патч-антен із коаксіальними фідерами

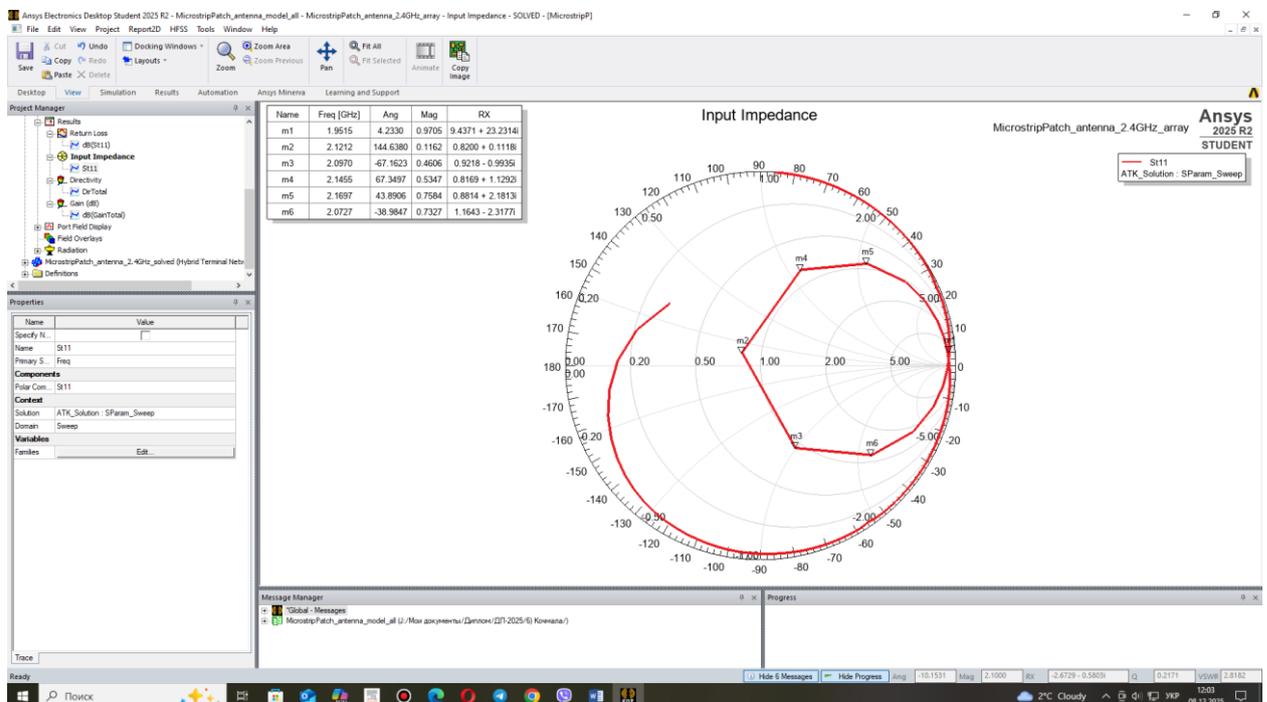


Рисунок 17 – Діаграма Смітта планарної решітки розмірністю  $8 \times 8$  прямокутних патч-антен із коаксіальними фідерами

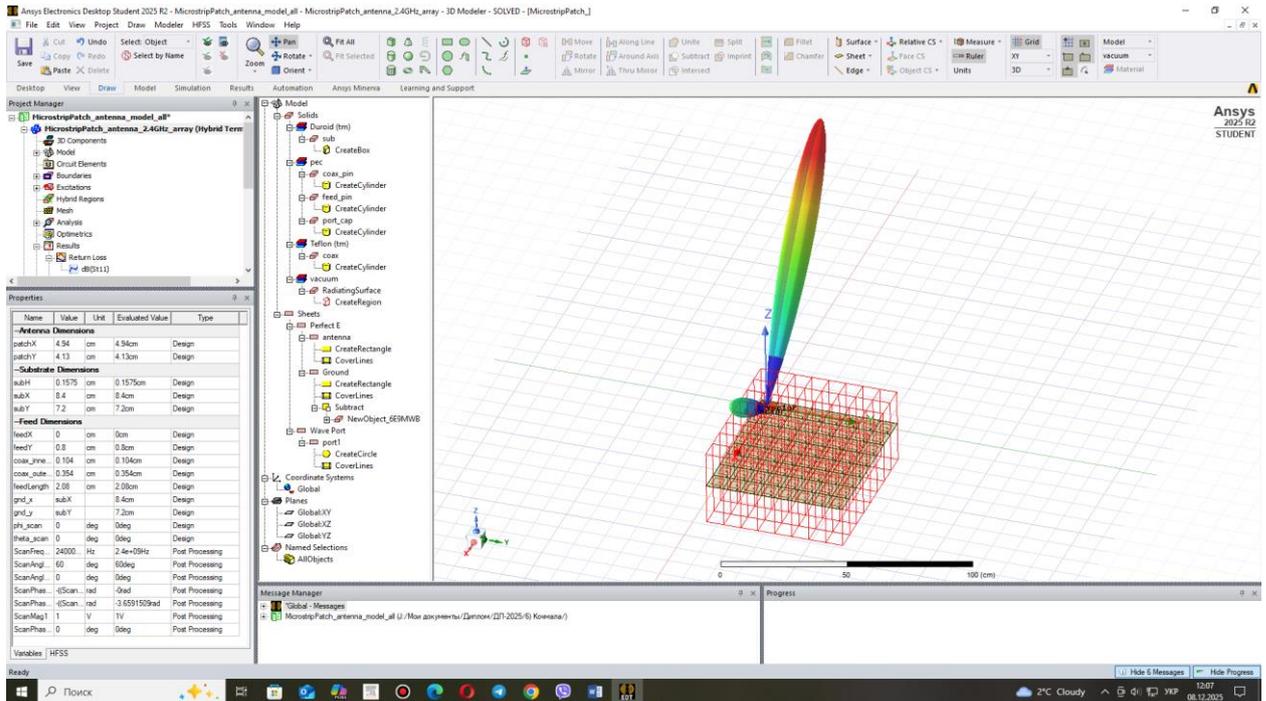


Рисунок 18 – 3-D діаграма коефіцієнта спрямованої дії накладена на геометрію планарної решітки розмірністю  $8 \times 8$  прямокутних патч-антен із коаксіальними фідерами

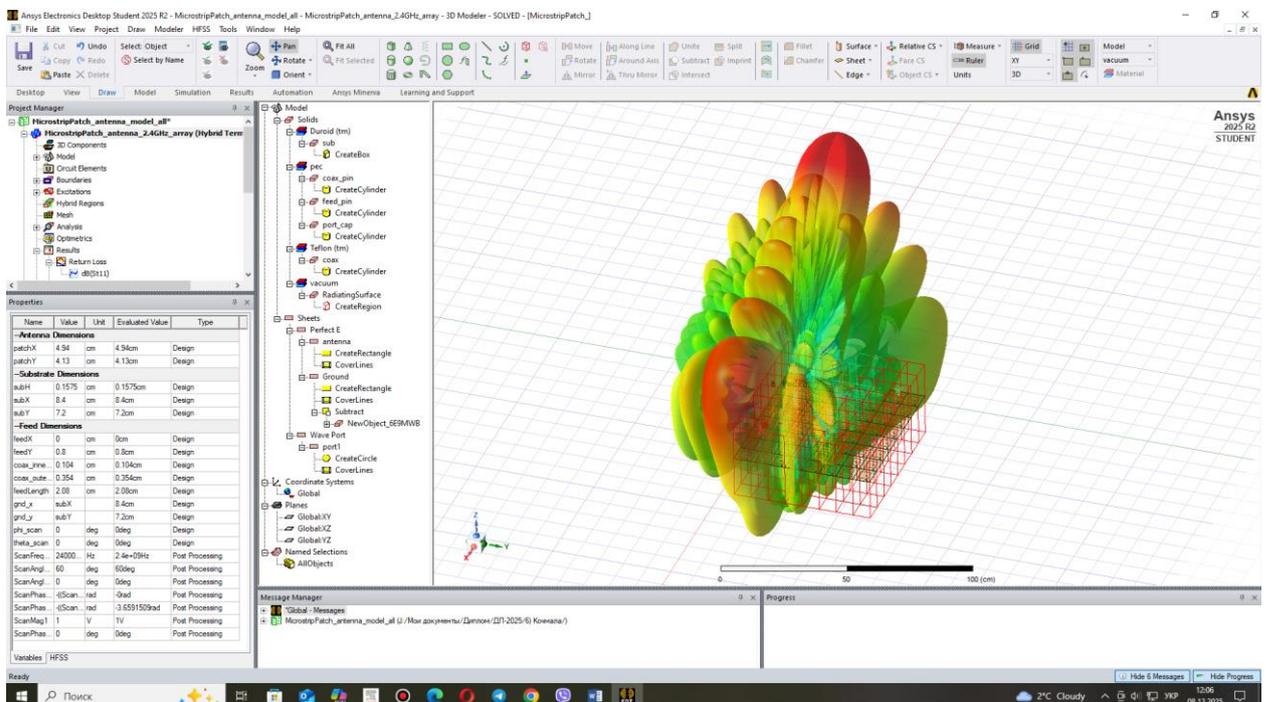


Рисунок 19 – 3-D діаграма коефіцієнта підсилення в логарифмічному масштабі накладена на геометрію планарної решітки розмірністю  $8 \times 8$  прямокутних патч-антен із коаксіальними фідерами



Додаток Б  
(обов'язковий)

**ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ**  
**ПЛАНАРНА АНТЕННА РЕШІТКА З ПАТЧ АНТЕН ДЛЯ**  
**ВБУДОВАНИХ ЗАСТОСУВАНЬ МІКРОСИСТЕМНОЇ ТЕХНІКИ**

## ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

Назва роботи: «Планарна антенна решітка з патч антен для вбудованих застосувань мікросистемної техніки»

Тип роботи: Магістерська кваліфікаційна робота  
(бакалаврська кваліфікаційна робота / магістерська кваліфікаційна робота)  
Підрозділ Кафедра ІРТС  
(кафедра, факультет, навчальна група)

Коефіцієнт подібності текстових запозичень, виявлених у роботі системою StrikePlagiarism 2,66%

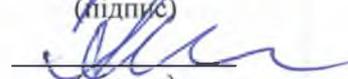
Висновок щодо перевірки кваліфікаційної роботи (відмітити потрібне)

- Запозичення, виявлені у роботі, є законними і не містять ознак плагіату, фабрикації, фальсифікації. Роботу прийняти до захисту
- У роботі не виявлено ознак плагіату, фабрикації, фальсифікації, але надмірна кількість текстових запозичень та/або наявність типових розрахунків не дозволяють прийняти рішення про оригінальність та самостійність її виконання. Роботу направити на доопрацювання.
- У роботі виявлено ознаки плагіату та/або текстових маніпуляцій як спроб укриття плагіату, фабрикації, фальсифікації, що суперечить вимогам законодавства та нормам академічної доброчесності. Робота до захисту не приймається.

Експертна комісія:

Савицький А.Ю. – к.т.н., доц. доцент каф. ІРТС  
(прізвище, ініціали, посада)

Осадчук О.В. – д.т.н., професор, зав. каф. ІРТС  
(прізвище, ініціали, посада)

  
(підпис)  
  
(підпис)

Особа, відповідальна за перевірку

  
(підпис)

Семенов А.О.  
(прізвище, ініціали)

З висновком експертної комісії ознайомлений(-на)

Керівник

  
(підпис)

Семенов А.О. – д.т.н., проф. професор каф. ІРТС

(прізвище, ініціали, посада)

Здобувач

  
(підпис)

Кочмала В.Б.

(прізвище, ініціали)