

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:

**«БАГАТОЕЛЕМЕНТНА ЛІНІЙНА АНТЕННА РЕШІТКА LTE  
В РЕЖИМІ ОСЬОВОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ»**

Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ-24м  
спеціальності 172 Електронні комунікації та  
радіотехніка

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

М. Буйницький Буйницький М.В.  
(прізвище та ініціали)

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

А.О. Семенов Семенов А.О.  
(прізвище та ініціали)

«12» 12 2025 р.

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

Д.В. Михалевський Михалевський Д.В.  
(прізвище та ініціали)

«15» 12 2025 р.

**Допущено до захисту**

Завідувач кафедри ІРТС

О.В. Осадчук д.т.н., проф. Осадчук О.В.

(прізвище та ініціали)

«16» 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 – 172 Електронні комунікації та радіотехніка  
Освітньо-професійна програма – Радіотехніка

**ЗАТВЕРДЖУЮ**

Завідувач кафедри ІРТС

д.т.н., проф. Осадчук О.В.

«16» вересня 2025 року

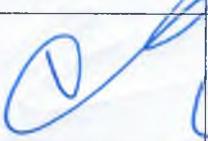
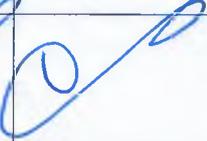
**З А В Д А Н Н Я**  
**НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ**

Буйницькому Максиму Васильовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Багатоелементна лінійна антенна решітка LTE в режимі осьового випромінювання»  
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 12.12.2025 р.
3. Вихідні дані до роботи: Діапазон робочих частот 1710-1880 МГц (LTE Band 3); коефіцієнт стоячої хвилі по напрузі в робочому діапазоні частот не більше 1,5; коефіцієнт підсилення антени в робочому діапазоні частот на менше 14,5 дБі; хвильовий опір фідера 50 Ом; ширина діаграми спрямованості в головних площинах 30°; діапазон робочих температур -40°C .. +80 °C.
4. Зміст текстової частини: Вступ. Аналіз сучасного стану антен пристроїв мобільного зв'язку. Теорія патч-антен. Елементи теорії лінійної антенної решітки в режимі осьового випромінювання. Комп'ютерне проектування та модельне дослідження багатоелементної лінійної антенної решітки в режимі осьового випромінювання. Економічна частина. Висновки. Список використаних джерел. Додатки.
5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): Конструкція патч-антени з повітряним діелектриком. Мікросмужкова патч-антена та система координат випромінювання. Результати моделювання характеристик мікросмужкової патч-антени. Багатоелементна дискова антенна за структурою Uda-Yagi (Disk-Yagi). Загальна структура багатоелементної лінійної антенної решітки в режимі осьового випромінювання. Зовнішній вигляд 10-елементної лінійної антенної решітки. Зовнішній вигляд 14-елементної лінійної антенної решітки. Результати моделювання частотних характеристик антен в програмі ANSYS HFSS.

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	Козловський В.О. професор каф. ЕПВМ, професор, к.е.н.		

7. Дата видачі завдання 16.09.2025 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
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.	04.12.2025-15.12.2025	
11.	Захист МКР ЕК.	17.12.2025-18.12.2025	

Студент

  
(підпис)

Буйницький М.В.

Керівник роботи

  
(підпис)

Семенов А.О.

## АНОТАЦІЯ

УДК 621.396.6

Буйницький М.В. Багатоелементна лінійна антенна решітка LTE в режимі осьового випромінювання. Магістерська кваліфікаційна робота зі спеціальності 172 – Електронні комунікації та радіотехніка, освітня програма - Радіотехніка. Вінниця: ВНТУ, 2025. 135 с.

На українській мові. Бібліогр.: 41 назв; Табл. 15; Рис. 79 .

У магістерській кваліфікаційній роботі проведено розробку багатоелементної лінійної антенної решітки LTE в режимі осьового випромінювання. Наведено теоретичні відомості про даний клас широкосмугових антен та проаналізовано методи їх розрахунку. Виконано розрахунки пара-метрів та геометричних розмірів лінійної антенної решітки LTE. Створено комп'ютерну модель лінійної антенної решітки LTE і виконано дослідження частотних характеристик. Отримано результати теоретичних досліджень і комп'ютерного моделювання діаграми спрямованості лінійної антенної решітки LTE у вільному просторі. Результати моделювання підтверджують правильність конструкторських розрахунків. Розроблений пристрій є функціонально-закінченим.

Ілюстративна частина складається з 14 плакатів із результатами модельних та експериментальних досліджень. Також у магістерській кваліфікаційній роботі проведено розрахунки економічної частини.

**Ключові слова:** антенна решітка, LTE, математична модель, випромінювання, діаграма спрямованості, частотна характеристика, коефіцієнт стоячої хвилі по напрузі

## ABSTRACT

Buynitsky M.V. Multi-element linear antenna array LTE in axial radiation mode. Master's qualification work in specialty 172 - Electronic communications and radio engineering, educational program - radio engineering. Vinnytsia: VNTU, 2025. 135 p.

In Ukrainian. Bibliography: 41 titles; fig.: 79; tab. 15.

In the master's qualification work, a multi-element linear LTE antenna array in the axial radiation mode was developed. Theoretical information about this class of broadband antennas was presented and methods for their calculation were analyzed. Calculations of the parameters and geometric dimensions of the LTE linear antenna array were performed. A computer model of the LTE linear antenna array was created and frequency characteristics were studied. Results of theoretical research and computer modeling of the directivity diagram of the LTE linear antenna array in free space were obtained. The modeling results confirm the correctness of the design calculations. The developed device is functionally complete.

The graphic part consists of 14 posters with the results of model and experimental studies. Also in the master's qualification work, calculations were made of the economic part.

**Keywords:** antenna array, LTE, mathematical model, radiation, radiation pattern, frequency response, voltage standing wave ratio.

## ЗМІСТ

ВСТУП.....	8
<b>1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ АНТЕН ПРИСТРОЇВ</b>	
<b>МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ .....</b>	<b>13</b>
1.1 Аналіз останніх досліджень .....	13
1.2 Вимоги до проектування антен для сучасних пристроїв мобільного зв'язку .....	15
1.3 Проблеми та виклики при проектуванні антен для сучасних пристроїв мобільного зв'язку .....	20
1.4 Тип антен пристроїв мобільного зв'язку, базова геометрія та основні характеристики .....	22
1.5 Висновки до розділу .....	27
<b>2 ТЕОРІЯ ПАТЧ-АНТЕН .....</b>	
2.1 Проста патч-антена на РСВ .....	30
2.2 Патч-антена діапазону Wi-Fi з повітряним діелектриком .....	37
2.3 Розширення смуги пропускання патч-антени на РСВ .....	44
2.4 Патч-антена кругової поляризації.....	47
2.5 Інші варіанти розширення смуги пропускання патч-антени на РСВ....	58
2.6 Висновки до розділу .....	67
<b>3 ЕЛЕМЕНТИ ТЕОРІЇ ЛІНІЙНОЇ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ</b>	
<b>В РЕЖИМІ ОСЬОВОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ .....</b>	<b>69</b>
3.1 Загальні відомості про лінійні антенні решітки .....	69
3.2 Елементи теорії лінійної антенної решітки осьового випромінювання .....	71
3.3 Дослідження функції множника системи лінійної антенної решітки осьового випромінювання .....	79
3.4 Багатодиректорні дискові антени .....	81
3.5 Висновки до розділу.....	84
<b>4 КОМП'ЮТЕРНЕ ПРОЕКТУВАННЯ ТА МОДЕЛЬНЕ</b>	
<b>ДОСЛІДЖЕННЯ БАГАТОЕЛЕМЕНТНОЇ ЛІНІЙНОЇ</b>	
<b>АНТЕННОЇ РЕШІТКИ В РЕЖИМІ ОСЬОВОГО</b>	
<b>ВИПРОМІНЮВАННЯ .....</b>	<b>86</b>
4.1 Комп'ютерне проектування та модельне дослідження 10-елементної лінійної антенної решітки з дисковими директорами .....	86
4.2 Комп'ютерне проектування та модельне дослідження 14-елементної лінійної антенної решітки з дрововими директорами .....	91
4.3 Модельне дослідження хвильових процесів при випромінюванні	

електромагнітних хвиль багатоелементної лінійної антенної решітки .....	95
4.4 Висновки до розділу.....	97
<b>5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА.....</b>	<b>99</b>
5.1 Технологічний аудит багатоелементної лінійної антенної решітки LTE в режимі осьового випромінювання (далі – розробки).....	99
5.2 Розрахунок витрат на розроблення багатоелементної лінійної антенної решітки LTE в режимі осьового випромінювання.....	104
5.3 Розрахунок економічного ефекту від можливої комерціалізації нашої розробки.....	108
<b>ВИСНОВКИ.....</b>	<b>114</b>
<b>СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....</b>	<b>116</b>
Додаток А (обов'язковий ) Ілюстративний матеріал.....	121
Додаток Б (обов'язковий ) Протокол перевірки навчальної (магістерської) кваліфікаційної роботи.....	134

## ВСТУП

### *Актуальність теми.*

Актуальність дослідження багатоелементної лінійної антенної решітки LTE в режимі осьового випромінювання зумовлена стрімким зростанням потреби у високошвидкісній та стабільній бездротовій передачі даних. Сучасні мережі мобільного зв'язку вимагають ефективних антенних систем, здатних забезпечувати високу спрямованість, збільшений коефіцієнт підсилення та зниження рівня побічних пелюсток. Лінійні антенно-решіткові структури є ключовим апаратним компонентом мереж LTE, оскільки вони визначають якість обслуговування абонентів у щільно заселених районах. Режим осьового випромінювання дозволяє формувати вузьконаправлені промені, що підвищує ефективність спектрального використання та покращує пропускну здатність системи. Актуальність теми також підсилюється розвитком технологій MIMO, які потребують оптимізованих геометричних конфігурацій антенних решіток. Оптимізація багатоелементних решіток є важливою для зменшення енергоспоживання та підвищення надійності передачі сигналів у складних радіочастотних середовищах. Дослідження параметрів та характеристик лінійних решіток сприяє створенню більш ефективних базових станцій. Удосконалення таких антен безпосередньо впливає на якість покриття та зменшення інтерференції між секторами. Таким чином, робота є актуальною у контексті розвитку сучасних та майбутніх поколінь мобільного зв'язку.

### *Аналіз останніх досліджень*

Зі швидким розвитком бездротового зв'язку мережа 5G отримала значну увагу як з боку академічних кіл, так і промисловості, про що повідомлялося про численні зусилля та результати досліджень [1-3]. Значні покращення будуть досягнуті в різних областях, включаючи швидкість передачі даних та роздільну здатність, мобільність, затримку тощо. Технологія множинних входів-виходів (MIMO) з кількома антенами є перспективною технологією для досягнення вимог 5G-зв'язку [4-6]. На сьогоднішній день системи  $2 \times 2$  MIMO успішно використовуються для мобільних мереж 4G, і очікується, що для 5G-зв'язку

буде застосовано більшу кількість антенних елементів [7, 8]. Прогнозується, що система 5G матиме сукупну швидкість передачі даних у 1000 разів вищу, ніж 4G, і матиме кращу надійність з'єднання. Таким чином, порівняно з антенними системами 4G MIMO, щонайменше шість-вісім антенних елементів інтегровані в мобільний термінал для масивного MIMO 5G, щоб забезпечити хороше рознесення та мультиплексування [9]. Це може підвищити пропускну здатність каналу та надійність системи зв'язку [10, 11]. Більша кількість антен може зробити її більш стійкою до навмисних перешкод та перешкод. Завдяки просторовому рознесенню та просторовому мультиплексуванню можна досягти більшої пропускну здатності каналу та кращої надійності зв'язку. Таким чином, багатоантенна система набагато краще протистоїть багатопроменевим згасанням та покращує пропускну здатність даних [12]. Мережа 5G також потребує фундаментальних технологій для забезпечення малих комірок, формування променя, повного дуплексного зв'язку, MIMO та міліметрових хвиль (MM-Wave).

Для стільникового зв'язку 5G у діапазоні менше 6 ГГц основними важливими кандидатними діапазонами частот є LTE діапазони 41 (2,6 ГГц), 42 (3,5 ГГц), 43 (3,7 ГГц) та 47 (5,8 ГГц) [13]. Завдяки доступній радіочастотній (РЧ) схемі та тестовій системі, LTE 2,6 ГГц можна розглядати як стандартний для майбутнього мобільного зв'язку, і нещодавно він привернув до себе великий інтерес. Крім того, діапазон 3,4–3,8 ГГц (діапазон LTE 42/43) також визнається багатьма країнами як перший крок у демонстрації систем 5G. Для подальшої підтримки більшої кількості потенційних діапазонів частот менше 6 ГГц, діапазон LTE 47, також відомий як робочий діапазон бездротової глобальної мережі (WLAN), можна розглядати для проектування масивної MIMO-антени 5G [14, 15].

Діапазон LTE MIMO 1700–1900 МГц, зокрема смуга 1800 МГц, є одним із ключових частотних ресурсів мобільного зв'язку в Україні, оскільки забезпечує оптимальний баланс між радіусом покриття та пропускну здатністю. Його використання підтримане державними ліцензіями та відповідає

міжнародним стандартам, що спрощує інтеграцію сучасного обладнання та забезпечує сумісність із широким спектром абонентських пристроїв. Завдяки помірним втратам при поширенні хвиль та здатності ефективно формувати стійкий радіоканал у міських умовах діапазон 1800 МГц дозволяє операторам забезпечувати якісне покриття у густонаселених районах при відносно невеликих витратах на інфраструктуру.

Використання технології МІМО у цьому частотному діапазоні значно підвищує спектральну ефективність, збільшує швидкість передавання даних та зменшує рівень інтерференції, що є критично важливим для сучасних мереж LTE. Діапазон 1700–1900 МГц забезпечує достатню гнучкість для розгортання як макросот, так і малих стільників, що дозволяє адаптувати мережу до різних територіальних умов і зростаючих потреб користувачів. Інвестиції українських операторів у частотні ліцензії цього діапазону підтверджують його економічну доцільність та стратегічне значення для розвитку високошвидкісного мобільного інтернету.

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

***Метою роботи*** є розроблення багатоелементної лінійної антенної решітки LTE, яка складається з патч-антен із повітряним діелектриком, та дослідження її частотних і хвильових параметрів і характеристик у режимі осьового випромінювання.

***Об'єктом дослідження*** є процеси формування та випромінювання електромагнітних хвиль багатоелементної лінійної антенної решітки для систем мобільного зв'язку LTE діапазону частот 1700 МГц – 1900 МГц.

***Предметом дослідження*** є частотні та хвильові параметри, електромагнітні характеристики та особливості формування діаграми спрямованості багатоелементної лінійної антенної решітки на основі патч-антен із повітряним діелектриком у режимі осьового випромінювання.

***Завдання дослідження:***

1. Проаналізувати сучасні підходи до проектування антенних решіток для мереж LTE та визначити вимоги до їх параметрів.

2. Розробити конструкцію патч-антени з повітряним діелектриком, придатної для використання у багатоелементній лінійній решітці LTE.
3. Створити структуру багатоелементної антенної решітки та обґрунтувати вибір геометричних параметрів і способу збудження елементів.
4. Виконати електромагнітне моделювання антенної решітки та дослідити її частотні характеристики.
5. Проаналізувати хвильові параметри та діаграму спрямованості у режимі осьового випромінювання.
6. Оцінити вплив кількості елементів, відстані між ними та параметрів патч-антен на робочу смугу, підсилення та форму променя.
7. Узагальнити отримані результати та сформулювати рекомендації щодо оптимізації антенної решітки для застосувань у системах LTE.
8. Економічно обґрунтувати доцільність розробки.

*Методи дослідження, що будуть використані в роботі:*

- Аналіз науково-технічних джерел – для вивчення сучасних підходів до проектування антенних решіток, особливостей LTE-систем та вимог до їх антенної підсистеми.
- Методи електродинамічного моделювання (зокрема на основі методу кінцевих елементів) – для розрахунку електромагнітних характеристик патч-антен та їхньої взаємодії у складі решітки.
- Комп'ютерне 3D-моделювання – для створення геометрії одиничного елемента та багатоелементної антенної структури з урахуванням реальних конструктивних параметрів.
- Чисельні методи оптимізації – для визначення оптимальної відстані між елементами, параметрів живлення та конфігурації решітки з метою досягнення заданих характеристик.
- Частотний аналіз – для дослідження робочої смуги, коефіцієнта відбиття та інших частотних параметрів антенної системи.

- Хвильовий аналіз і аналіз діаграми спрямованості – для оцінювання режиму осьового випромінювання, рівня бокових пелюсток, форми та ширини основного променя.
- Порівняльний аналіз – для зіставлення отриманих результатів із теоретичними моделями та характеристиками аналогічних антенних систем.

***Новизна одержаних результатів полягає в такому:***

1. Розроблено структуру багатoelementної лінійної антенної решітки LTE на основі патч-антен із повітряним діелектриком, що дозволяє підвищити ефективність випромінювання та зменшити діелектричні втрати порівняно з традиційними підкладками.
2. Запропоновано оптимізовану геометрію одиничного елемента та міжелементних інтервалів, що забезпечує покращені частотні характеристики та мінімізацію взаємного впливу елементів у складі решітки.
3. Удосконалено підхід до формування режиму осьового випромінювання через вибір методу збудження та конфігурації фазового розподілу, що дає змогу отримати вузьку діаграму спрямованості з підвищеним коефіцієнтом підсилення.
4. Досліджено вплив типу та параметрів повітряного діелектрика на робочу смугу та узгодження антени, що розширює можливості використання таких структур у високочастотних мобільних системах.
5. Отримано нові дані щодо частотних і хвильових характеристик антенної решітки LTE у діапазоні 1700–1900 МГц, що можуть бути використані для проектування антенних систем базових станцій і вузлів МІМО.
6. Сформовано рекомендації з оптимізації багатoelementних антенних решіток, придатні для практичного застосування у сучасних та перспективних мережах мобільного зв'язку.

***Публікації***

За результатами магістерської кваліфікаційної роботи опубліковано 1 друковану працю в збірнику праць міжнародної науково-технічної конференції [16].

# 1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ АНТЕН ПРИСТРОЇВ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ

## 1.1 Аналіз останніх досліджень

Через обмежений простір для антен, високі вимоги до зв'язку та суворі регуляторні обмеження, проектування антен для сучасних мобільних телефонів стало надзвичайно складним завданням. В останні роки в цій галузі було проведено численні дослідження, що призвели до значних досягнень.

Мобільні телефони, які здатні виконувати широкий спектр функцій, таких як телефонні дзвінки, відеодзвінки, навігація, пошук в Інтернеті, додатки соціальних мереж, банківські операції та керування автомобілем, стали важливими інструментами у повсякденному житті людей. Крім того, мобільні телефони є новою тенденцією в науці та техніці, і, за прогнозами, до 2030 року 75% населення світу матиме мобільний зв'язок [1]. Як показано на рисунку 1.1, Міжнародна корпорація даних (IDC) прогнозує, що кількість поставок мобільних телефонів у світі перевищить 1200 мільйонів на рік протягом наступних п'яти років [2]. Наразі кожна людина на Землі має в середньому більше одного мобільного телефону.

Антенна, будучи важливим компонентом мобільних телефонів, суттєво впливає на враження користувача. З моменту винаходу мобільних телефонів у 1980-х роках антени для мобільних телефонів ретельно вивчалися академічними та промисловими спільнотами. Мобільна антена еволюціонувала від зовнішньої втулкової дипольної антени (як-от мобільна антена в телефоні Motorola DynaTAC 8000X [3]), до зовнішньої монопольної антени (як-от мобільна антена в телефоні Motorola MicroTAC9800X [4]), до внутрішньої патч-антени (як-от мобільна антена в телефоні Nokia 3210 [5]) та до сучасної інтегрованої антени з металевою рамкою (як-от мобільна антена в телефоні Apple iPhone 5 [6]). Основною вимогою до конструкції мобільної антени є інтеграція антени в мобільний телефон, яка може відповідати специфікаціям

випромінювання, таким як частотне покриття, ефективність антени, діаграма спрямованості, питомий коефіцієнт поглинання (SAR), сумісність зі слуховими апаратами (HAC), електромагнітна сумісність (EMC).

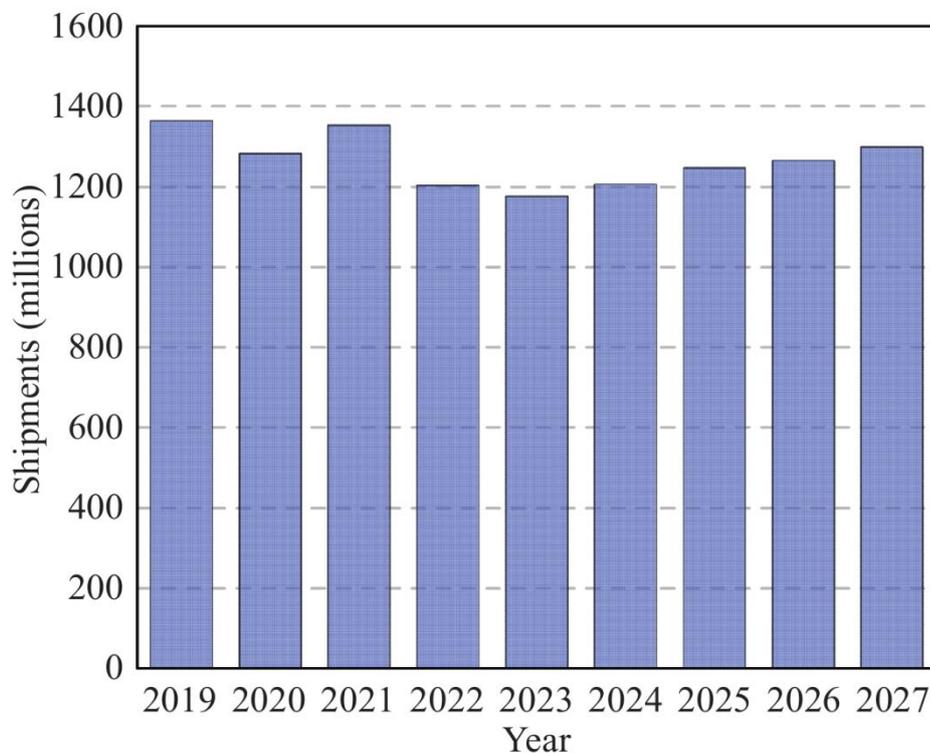


Рисунок 1.1 - Прогноз поставок мобільних телефонів по всьому світу [2]

Для всебічного вивчення мобільних антен рекомендовано звернутися до книги [7], яка детально представляє історію, фундаментальну теорію, ключові методи, типові конструкції, технологію MIMO, практичне застосування, пасивні та активні вимірювання, а також правила щодо мобільних антен. Крім того, розділи книги в [8], [9] дають узагальнений опис мобільної антени. Крім того, в оглядовій статті [10] в основному обговорюються концепції проектування зовнішньої антени для мобільних телефонів до 2000 року, такі як покращення продуктивності антени, зменшення розміру антени та зменшення коефіцієнта питомого коефіцієнта поглинання (SAR). В оглядовій статті [11] наведено огляд внутрішніх патч-антен у мобільних телефонах з 1997 по 2010 рік, зокрема, типи антен, структури живлення, активні антени, ізоляцію, методи навантаження, технології виробництва, коефіцієнт коефіцієнта поглинання

(SAR) тощо. Крім того, в оглядовій статті [12] розглядаються внутрішні багатодіапазонні антени з 1997 по 2012 рік, обговорюються типи антен, багатодіапазонна конструкція, конструкція з покращеною пропускною здатністю, антена MIMO, антена 4G LTE, галузеві вимоги тощо. Публікація [7], роботи [8] і [9] та статті [10]-[12] забезпечують повне розуміння конструкції антен для мобільних телефонів 1G, 2G, 3G та 4G.

З настанням сучасної ери 5G, проектування мобільних антен зіткнулося з більшим викликом через обмежений простір антени та зростання кількості конструктивних специфікацій. Конструктивне середовище дисплея, камер, акумулятора, динаміка, друкованої плати (PCB), порту універсальної послідовної шини (USB) тощо, вимоги до проектування кількох частотних діапазонів, кількох антен з високою ізоляцією, високою ефективністю, ефектом взаємного зв'язку тощо, а також концепції проектування типів антен, теорія синфазного (CM) та диференціального (DM) режимів, проектування антени 5G NR MIMO, модуль антени в корпусі (AiP) міліметрового діапазону тощо коротко викладено в [13]. На додаток до конструктивного середовища, типові конструкції антен 5G суб-6GHz та антен 5G міліметрового діапазону коротко описані в [14]. У цій оглядовій статті ми пропонуємо всебічний огляд проектування антен для сучасних мобільних телефонів, включаючи проблеми проектування, основні типи антен, ключові методи та майбутні виклики.

## 1.2 Вимоги до проектування антен для сучасних пристроїв мобільного зв'язку

Проектування мобільних антен вимагає всебічного врахування промислового дизайну (ІД) та архітектури, специфікацій зв'язку, взаємодії з користувачем, впливу на організм людини та законодавчих вимог, що являє собою складний процес системної інженерії. Як показано на рисунку 1.2, ці різноманітні вимоги утворюють трикутні відносини, і інженери мобільних антен повинні знайти баланс для досягнення оптимального дизайну продуктів.

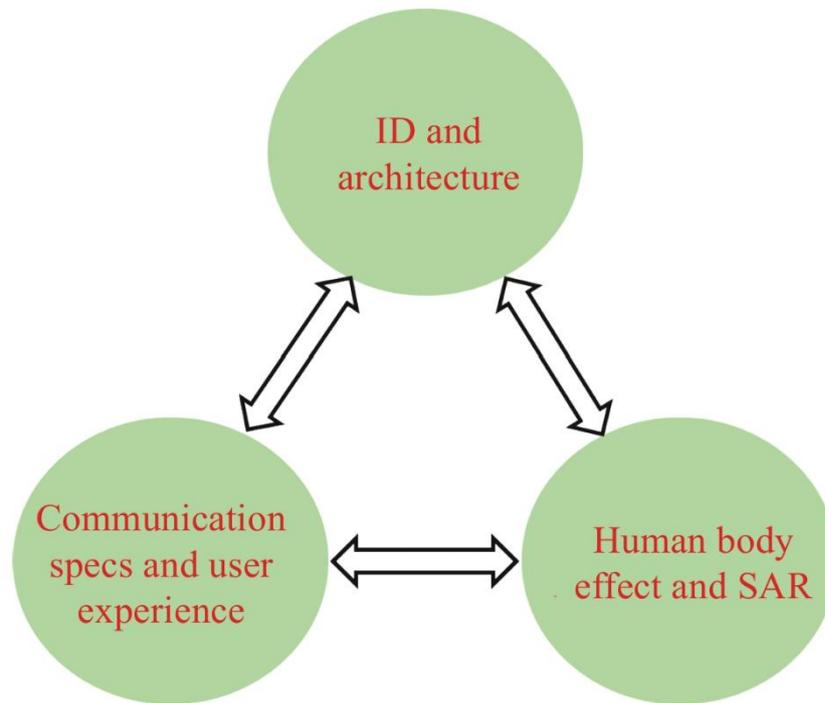


Рисунок 1.2 - Трикутна залежність конструкції антени в сучасних мобільних телефонах

Наразі, з покращенням вимог до зв'язку та розвитком специфікацій зв'язку, кількість антен у смартфонах досягла 20–30 (як показано на рисунку 1.3), включаючи такі антени:

- Чотири антени для LB (низький діапазон): 698–960 МГц;
- Чотири антени для роботи МНВ (середній та високий діапазон) MIMO: 1710–2690 МГц;
- Чотири антени для роботи в діапазоні MIMO 5G New Radio (NR): 3300–4200 МГц та 4400–5000 МГц;
- Дві або більше дводіапазонних антен AiP міліметрового діапазону: 24,25–29,50 ГГц та 37,00–43,50 ГГц;
- Одна або декілька антен супутникового зв'язку: робочий діапазон – це L- або S-діапазон;
- Дві антени GNSS (глобальної навігаційної супутникової системи): GPS L5 на частоті 1176 МГц та GPS L1 на частоті 1575 МГц;
- Від двох до чотирьох тридіапазонних антен WiFi (бездротове з'єднання) та BT (Bluetooth): 2400–2484 МГц, 5150–5350 МГц та 5725–5825 МГц;
- Одна антена NFC (ближнього радіального зв'язку): 13,56 МГц;

– Три надширокопосмугові (UWB) антени: 6240–6740 МГц та 7750–8250 МГц.

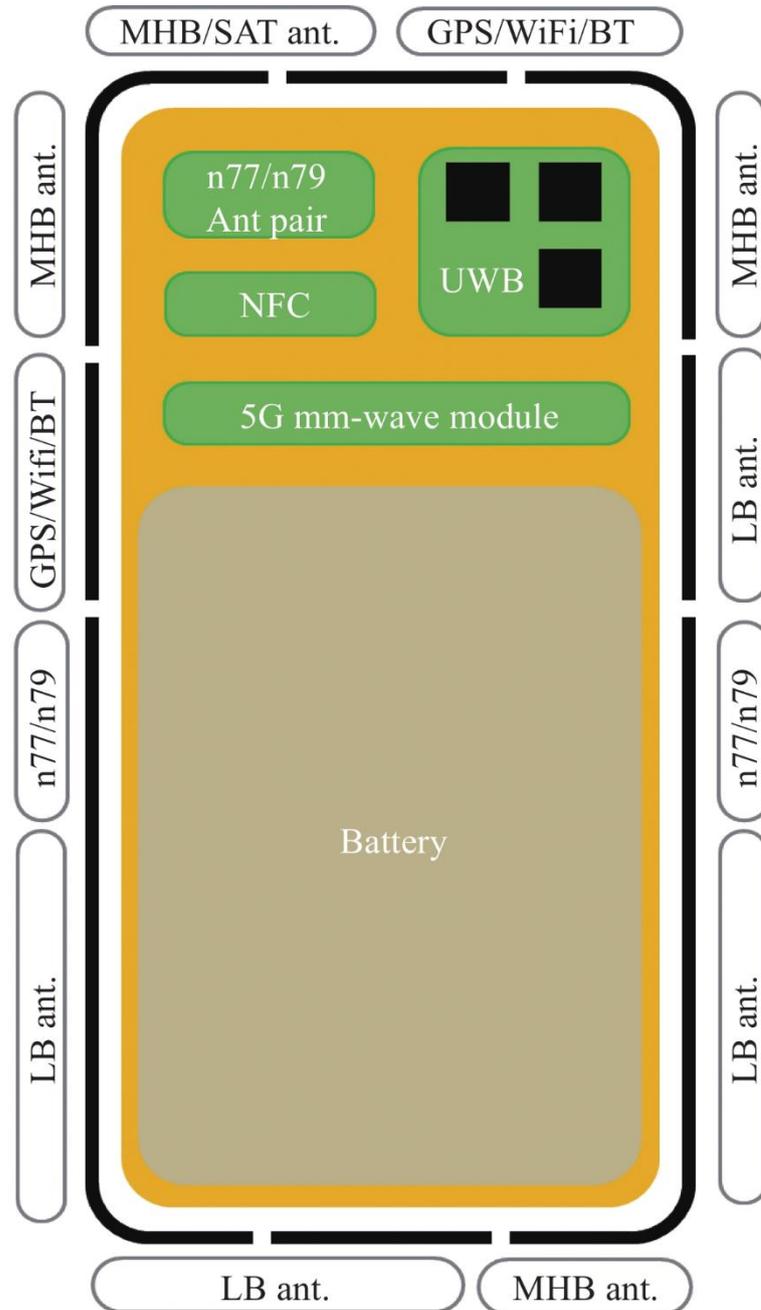


Рисунок 1.3 - Концептуальна схема антен у сучасних мобільних телефонах [17]

Щоб повністю продемонструвати вимоги до конструкції антени, у Таблиці 1.1 наведено діапазон частот, основні характеристики, ключові показники та кількість антен для різних стандартів зв'язку [17]. Для систем зв'язку 2G та 3G мобільна антена повинна охоплювати діапазони частот 824–960 МГц та 1710–2400 МГц. Для флагманських мобільних телефонів зазвичай вибираються дві антени 2G/3G для найкращої продуктивності.

Таблиця 1.1 - Діапазон частот, основні характеристики, ключові показники та номер антени мобільної антени для різних стандартів зв'язку [17]

Стандарти зв'язку	Діапазон частот	Основні характеристики	Ключові показники	Кількість антен
2G/3G	824–960 МГц / 1710–2400 МГц	Вибір антен	Ефективність	2
4G LTE	704–960 МГц / 1710–2690 МГц	МІМО	Ефективність, ЕСС та ізоляція	4
5G нижче 6 ГГц	3300–4200 МГц / 4400–5000 МГц	МІМО	Ефективність, ЕСС та ізоляція	4
5G ммВт	24,25–29,50 ГГц / 37,00– 43,50 ГГц	Модуль AiP	Покриття, EIRP	2–3
Супутник	L-діапазон / S- діапазон	–	Посилення, поляризація, покриття	1
ГНСС	1,176 ГГц / 1,575 ГГц	GPS L1 та L5	Ефективність, посилення у верхній півкулі	2
Wi-Fi/Bluetooth	2,4–2,484 ГГц / 5,15–5,875 ГГц	МІМО	Ефективність, ізоляція, ЕСС	2
NFC	13,56 МГц	–	Відстань зчитування картки	1
Надширокопasmовий зв'язок	6240–6740 МГц та 7750–8250 МГц	Антенна решітка	Ефективність, фазовий центр	3

Ключовим показником антени є її ефективність [17]. Висока ефективність пов'язана з високою якістю зв'язку. Для систем зв'язку 4G LTE та 5G Sub-6 ГГц мобільна антена повинна охоплювати діапазони частот 704–960 МГц та 1710–2690 МГц для роботи 4G LTE та діапазони частот 3300–4200 МГц / 4400–5000 МГц для роботи 5G sub-6 ГГц. Для роботи МІМО на мобільному телефоні зазвичай розгортаються чотири антени. Окрім ефективності, ключовими показниками також є ізоляція та коефіцієнт кореляції обвідної (ЕСС) для

кожного елемента антени [7]. Висока ізоляція та низький ЕСС призводять до високої пропускнуої здатності системи. Для міліметрового діапазону 5G мобільна антена повинна охоплювати діапазони частот 24,25–29,50 ГГц / 37,00–43,50 ГГц. Мобільні телефони зазвичай містять від 2 до 3 мм-хвильових модулів AiP для більшого сферичного покриття. Згідно з [15] та [16], сферичне покриття оцінюється за допомогою CDF (згорткової функції розподілу) EIRP (ефективної ізотропної випромінюваної потужності). EIRP розраховується на основі коефіцієнта посилення решітки та потужності радіочастотного випромінювання. Для супутникового зв'язку мобільна антена повинна охоплювати L- та S-діапазони з характеристиками високого посилення та кругової поляризації [17].

Для системи GNSS флагманські мобільні телефони зазвичай мають дві GPS-антени: одну для діапазону GPS L1, а іншу для діапазону GPS L5. Незважаючи на ефективність, коефіцієнт посилення у верхній півкулі також є ключовим показником для оцінки продуктивності GPS-антени. Антена WiFi/ВТ повинна охоплювати діапазони частот 2,4–2,484 ГГц та 5,15–5,875 ГГц. Для роботи MIMO зазвичай використовуються дві антени. Ефективність, ізоляція та ЕСС є ключовими показниками для WiFi-антен. NFC – це стандарт ближнього зв'язку, робоча частота якого становить 13,56 МГц. Відстань зчитування картки є ключовим параметром NFC-антени. У посиланнях [18]-[20] запропоновано три NFC-антени з хорошою продуктивністю. Технологія позиціонування UWB – це нова функція мобільних телефонів, яка працює в діапазонах частот 6240–6740 МГц та 7750–8250 МГц. UWB зазвичай використовує триелементну антенну решітку для функції позиціонування. Ключовими показниками надширокопосмугового зв'язку (UWB) є ефективність (ККД) та фазовий центр. У роботі [21] запропоновано дводіпазонну мікросмушкову антенну решітку з круговою поляризацією для застосувань UWB. Окрім ККД антени, ефірна (OTA) продуктивність є системною продуктивністю мобільних антен, включаючи загальну випромінювану потужність (TRP) та загальну ізотропну чутливість (TIS) [7]. TRP, яка використовується для оцінки продуктивності

телефону, коли він служить передавач, визначається як кондуктивна потужність плюс ККД антени. TIS, яка використовується для оцінки продуктивності телефону, коли він служить приймачем, визначається як кондуктивна чутливість плюс ККД антени.

Через обмеження ідентифікації та архітектури, простір для проектування мобільних антен дуже обмежений. Для досягнення більш ефективного випромінювання потужності в надзвичайно обмежених середовищах, важливі антени зазвичай проектуються на металевій рамці мобільних телефонів. Крім того, у практичних продуктах також слід враховувати дисплей, камери, акумулятор, динамік, друковану плату (PCB), порт універсальної послідовної шини (USB) тощо [14]. У [22] антена 4G LTE, що охоплює діапазони частот 824–960 МГц та 1710–2690 МГц, розглядає всі необхідні компоненти, такі як фронтальна камера, подвійна задня камера, приймач, екран та сталевий лист. Крім того, у [23]-[25] досліджується вплив роз'єму USB, РК-дисплея, акумулятора, динаміка, камери та мікрофона на продуктивність антени.

### 1.3 Проблеми та виклики при проектуванні антен для сучасних пристроїв мобільного зв'язку

Для сучасних мобільних телефонів, під металевою рамкою та повноекранним екраном, конструкція антени має лише невеликий зазор менше 1 мм, тому нам потрібно вирішити суперечність між розміром антени та її продуктивністю. Крім того, враховуючи поглинання антени людським тілом та нормативні обмеження випромінювання антени на людський організм, правила проектування для різних антен будуть значно обмежені. Тому основні технічні проблеми, з якими стикаються сучасні мобільні телефони при проектуванні антен, перелічені нижче.

#### 1) Розмір антени та розширення смуги пропускання.

Розмір та пропусканна здатність малих антен принципово обмежені Чулімітом [26], [27], і суттєвий прогрес у подоланні цих обмежень залишається недосяжним. Однак, для сучасних мобільних телефонів простір в основному

зарезервованій для великих дисплеїв, великих акумуляторів, зростаючої кількості камер, більших динаміків, друкованих плат тощо, а простір, доступний для проектування антен, надзвичайно обмежений. Крім того, кількість антен постійно збільшується, так що кожна антена може займати лише невеликий простір. Тому проектування компактної мобільної антени з широкою пропускнуою здатністю та високою ефективністю є великим технічним завданням.

#### 2) Інтеграція та розв'язка кількох антен.

Як згадувалося раніше, кількість антен у сучасних мобільних телефонах зараз досягла 20–30 і в майбутньому буде ще більше збільшуватися, тому буде важко спроектувати так багато незалежних антен у такому обмеженому середовищі мобільних телефонів. Отже, багато антен повинні співіснувати з невеликою відстанню через системні вимоги, тому розв'язка між цими антенами одного або суміжних діапазонів є технічною проблемою та обов'язковою умовою для сучасних мобільних телефонів. Крім того, спосіб інтеграції кількох антен в одну гілку антени також є важливим методом, який необхідно вивчити для мініатюризації сучасних мобільних антен.

#### 3) Конструкція антени міліметрового діапазону.

Конструкція антен міліметрового діапазону в мобільних телефонах повністю відрізняється від конструкції традиційних мобільних антен для діапазону менше 6 ГГц. У ній використовується модуль AiP з фазованою решіткою для досягнення сканування променя з високим коефіцієнтом посилення. Завданням при проектуванні антен міліметрового діапазону для мобільних телефонів є досягнення ширококутного сканування у двох широких частотних діапазонах (тобто 24,25–29,50 ГГц та 37,00–43,50 ГГц), зберігаючи при цьому сумісність з ідентифікатором та архітектурою мобільних телефонів.

#### 4) Конструкція антени супутникового зв'язку.

Щоб задовольнити потреби зв'язку в районах, де відсутнє мережеве покриття, все більша кількість сучасних мобільних телефонів забезпечуватиме прямий зв'язок між супутниками та мобільними телефонами. Враховуючи

значну відстань між супутниками та поверхнею Землі, мобільні телефони повинні використовувати високу потужність передачі та технологію антен з високим коефіцієнтом посилення, щоб відповідати критеріям EIRP для ефективного зв'язку. Крім того, оскільки всі космічні антени використовують антени з круговою поляризацією, для мобільних антен вигідно використовувати конфігурацію з круговою поляризацією, щоб зменшити втрати поляризації в каналах зв'язку. Отже, проектування антен з високим коефіцієнтом посилення та круговою поляризацією є новим технічним викликом для сучасної інженерії мобільних антен.

#### 5) Взаємодія між антенами та людським тілом.

На відміну від інших антен, мобільні антени сильно взаємодіють з тілом людини. Антени, розроблені в нижній та верхній частинах мобільного телефону, залежать від рукоятки та голови відповідно. Тому нам потрібно дослідити вплив поглинання сигналу тілом людини різними антенами, щоб зменшити падіння ефективності антени, коли тіло людини знаходиться близько до антен, а також зменшити питомий коефіцієнт поглинання (SAR) антени, щоб відповідати законодавчим вимогам.

### 1.4 Тип антен пристроїв мобільного зв'язку, базова геометрія та основні характеристики

Для сучасних мобільних телефонів мобільні телефони з металевою рамкою стали мейнстрімом. Щоб відповідати сучасним мобільним телефонам з металевою рамкою, основними типами антен сучасних мобільних антен є інвертована F-подібна антена (IFA), щілинна антена, рамкова антена та планарна інвертована F-подібна антена (PIFA). IFA, щілинна антена та рамкова антена можуть інтегруватися з металевою рамкою мобільного телефону, тоді як PIFA в основному розташована на задній кришці мобільного телефону. Принцип роботи цих антен був добре проаналізований у [7]. Тут ми коротко викладемо їхні основні характеристики антен, включаючи геометрію, імпеданс, режими та потенційну смугу пропускання.

#### 1.4.1 Антена типу «інвертована f» (IFA)

Як показано на рисунку 1.4(a), базова геометрія IFA має закорочувальний кінець у точці А та розмикаючий кінець у точці В. IFA живиться в точці С. Гілка АС між точкою закорочення А та точкою живлення С функціонує як шунтуюча розподілена котушка індуктивності. Гілка АВ може інтегруватися з металевою рамкою мобільного телефону. Відстань між гілкою АВ та площиною заземлення - це зазор антени G. Як показано на рисунку 1.4(b), три основні резонансні частоти в діапазоні частот 0,5-5 ГГц розташовані на частотах 0,82, 2,65 та 4,50 ГГц. Крім того, на рисунку 1.4(c) показано, що, оскільки зазор антени G зменшенням потенціалу смуга пропускання імпедансу  $-6$  дБ значно зменшується. Крім того, потенційна смуга пропускання антени вузька в смузі нижніх частот. На рисунку 1.4(d) показано, що розподіл струму на частоті 0,82 ГГц, який досягає максимального значення в точці А та мінімального значення в точці В, є модою  $1/4$  довжини хвилі гілки АВ. Крім того, на рисунках 1.4(e) -(f) показано, що розподіли струму на частотах 2,65 та 4,50 ГГц є модами  $3/4$  довжини хвилі та  $5/4$  довжини хвилі гілки АВ відповідно. Тому внутрішньочастотний антенний блок (IFA) зазвичай має моди  $1/4$ -,  $3/4$ - та  $5/4$  довжини хвилі.

#### 1.4.2 Щілинна антена

Два основні типи щілинних антен – це закриті щілинні антени та відкриті щілинні антени. Їхня основна геометрія показана на рисунку 1.5(a). Закрита щілинна антена має два замикаючі кінці в точках А та В і живиться в точці С. Відкрита щілинна антена, яка живиться в точці С, має замикаючий кінець у точці А та відкритий кінець у точці В. Зауважте, що в сучасній мобільній антені щілинна антена зазвичай розгортається на краю основного заземлення для дисплея.

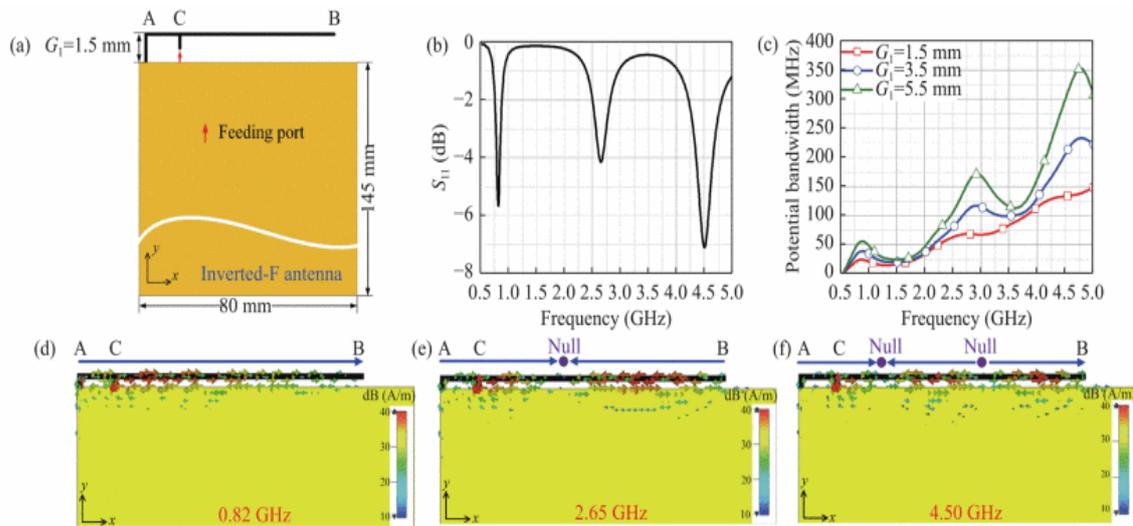


Рисунок 1.4 – Характеристики інвертованої F-антени (IFA). (a) Структура антени; (b) змодельований  $s_{11}$ ; (c) змодельована потенційна смуга пропускання імпедансу  $-6$  дБ з різними значеннями зазору антени  $g$ ; (d)-(e) змодельовані розподіли поверхневого струму при (d)  $0,82$  ГГц, (e)  $2,65$  ГГц та (f)  $4,50$  ГГц [17]

Гілка АВ може інтегруватися з металевою рамкою мобільного телефону. Ширина щілини Г– це зазор антени. Відкрита щілинна антена, що розвинулася із закритої щілинної антени вдвічі меншого розміру, подібна до антени IFA. Тут ми представляємо лише характеристики закритої щілинної антени. Як показано на рисунку 1.5(b), три основні резонансні частоти в діапазоні частот  $0,5$ - $5$  ГГц розташовані на частотах  $1,45$ ,  $3,00$  та  $4,54$  ГГц. Рисунок 5(c) показує, що потенційна смуга пропускання імпедансу  $-6$  дБ послідовно зменшується зі зменшенням зазору антени. рисунок 1.5(d) показує, що розподіл струму на частоті  $1,45$  ГГц, який досягає максимального значення з двох боків та мінімального значення посередині, є щілинним режимом з  $1$  довжиною хвилі. Крім того, рисунки 1.5(e) -(f) показують, що розподіли струму на частотах  $3,00$  та  $4,54$  ГГц є щілинними режимами з  $2$  та  $3$  довжинами хвилі відповідно. Отже, закрыта щілинна антена має  $1$ -,  $2$ - та  $3$ -хвильові режими.

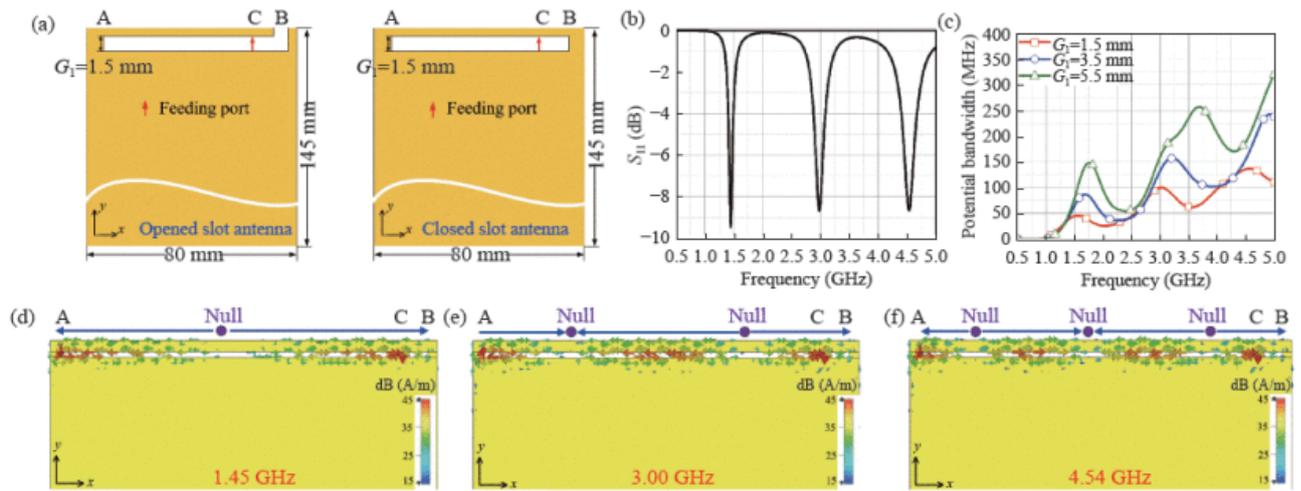


Рисунок 1.5 - Характеристики щілинної антени. (а) Структура антени; (б) Моделювання  $S_{11}$  закритої щілинної антени; (с) Моделювана потенційна смуга пропускання імпедансу  $-6$  дБ з різним зазором антени  $\Gamma$  закритої щілинної антени; (d)-(f) Моделювані розподіли поверхневого струму закритої щілинної антени на частотах (d) 1,45 ГГц, (e) 3,00 ГГц та (f) 4,54 ГГц [17]

### 1.4.3 Петльові антени

Базова геометрія петльової антени, показана на рисунку 1.6(a), має нерозривну гілку з точкою живлення та точкою короткого замикання в точках А та В відповідно. Точка живлення та точка короткого замикання безпосередньо з'єднані із землею. У практичному застосуванні гілка EF може бути інтегрована з металевою рамкою, а гілки AE та BF можуть бути реалізовані за допомогою гнучкої друкованої схеми (FPC) або структури прямого лазерного структурування (LDS). Відстань між гілкою EF та землею є зазором антени. Як показано на рисунку 1.6(b), шість резонансних частот у діапазоні частот 0,5-5 ГГц розташовані на частотах 1,07, 1,51, 1,75, 2,67, 3,92 та 4,53 ГГц. Рисунок 1.6(c) показує, що потенційна смуга пропускання імпедансу петлі  $-6$  дБ значно зменшується зі зменшенням зазору антени. На рисунку 1.6(d) показано, що розподіли струму на частоті 1,07 ГГц, які досягають максимальних значень у точках живлення та заземлення і мають одне мінімальне значення на гілці, знаходяться в петльовому режимі з довжиною хвилі 0,5. Крім того, на рисунках 1.6(e) -(i) показано, що розподіли струму на частотах 1,51, 1,75, 2,67, 3,92 та

4,53 ГГц знаходяться в петльових режимах з довжиною хвилі 1,0, 1,5, 2,0, 2,5 та 3,0 відповідно. Отже, петльова антена має більше резонансних режимів, ніж міжфазна та щілинна. Відповідно, петльова антена займає більший простір.

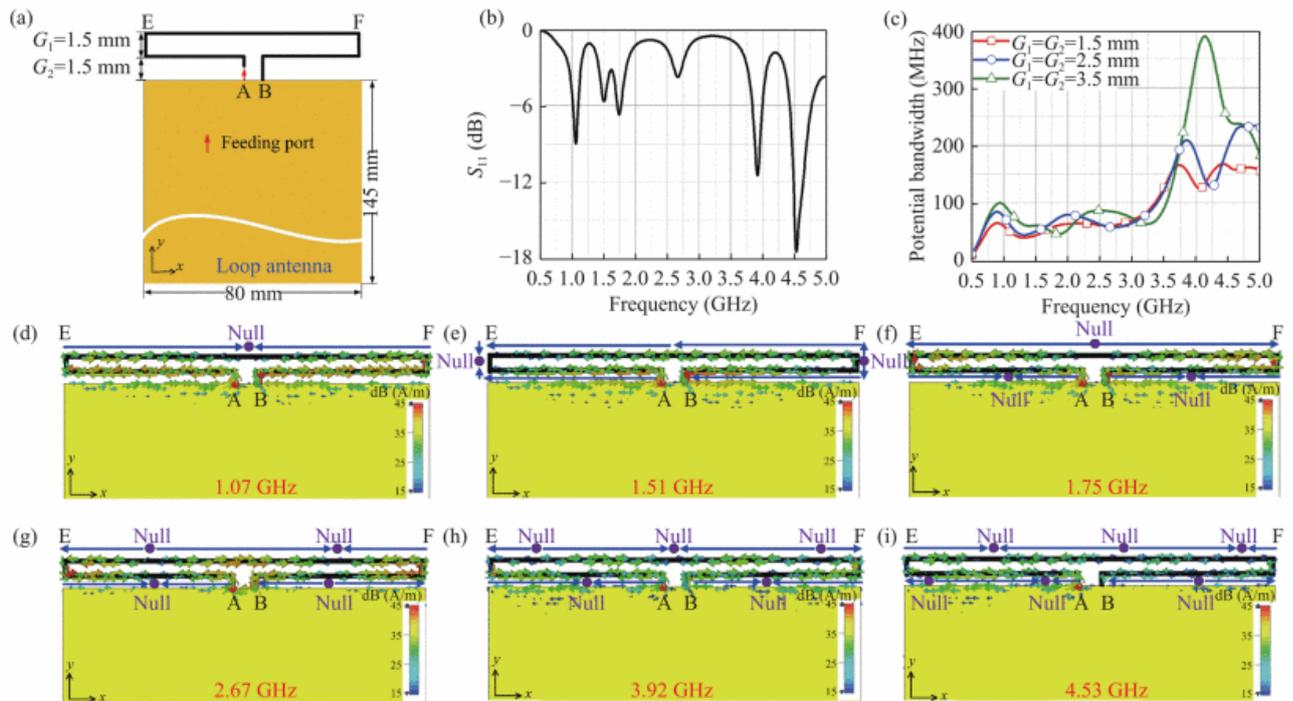


Рисунок 1.6 - Характеристики рамкової антени. (а) Структура антени; (б) змодельована  $S_{11}$ ; (с) Модельована смуга пропускання імпедансу потенціалу 6 дБ з зазором антени  $G_1$  і  $G_2$ ; (д)-(і) змодельовані розподіли поверхневого струму на частотах (д) 1,07 ГГц, (е) 1,51 ГГц, (ф) 1,75 ГГц, (г) 2,67 ГГц, (h) 3,92 ГГц та (і) 4,53 ГГц [17]

#### 1.4.4 Планарна інвертована F-подібна антена (PIFA)

Геометрію звичайного PIFA показано на рисунку 1.7(а). PIFA зазвичай має заземлювальну ділянку на друкованій платі з контактом живлення та контактом заземлення. Контакт заземлення функціонує як шунтова індуктивність, яку можна замінити на зосереджену індуктивність. Висота  $\times$  Розташування між патчем та землею значно впливає на продуктивність антени. Принцип роботи та метод проектування PIFA були добре розглянуті в [7] та [28]. Для сучасних мобільних антен PIFA, який зазвичай розташований на задній кришці мобільного телефону, в основному застосовується для роботи як антена 4G LTE

МНВ або 5G sub-6GHz MIMO через його низьку ефективність. Як показано на рисунку 1.7(b), чотири резонансні частоти в діапазоні частот 0,5-5 ГГц розташовані на частотах 0,74, 2,65, 3,31 та 4,57 ГГц. Рисунок 1.7(c) показує, що потенційна смуга пропускання імпедансу PIFA -6 дБ також значно зменшується зі збільшенням висоти. На рисунках 1.7(d) -(g) показано, що розподіли струму на частотах 0,74, 2,65, 3,31 та 4,57 ГГц відповідають режимам PIFA з довжиною хвилі 0,25, 0,5, 0,75 та 1,0 відповідно.

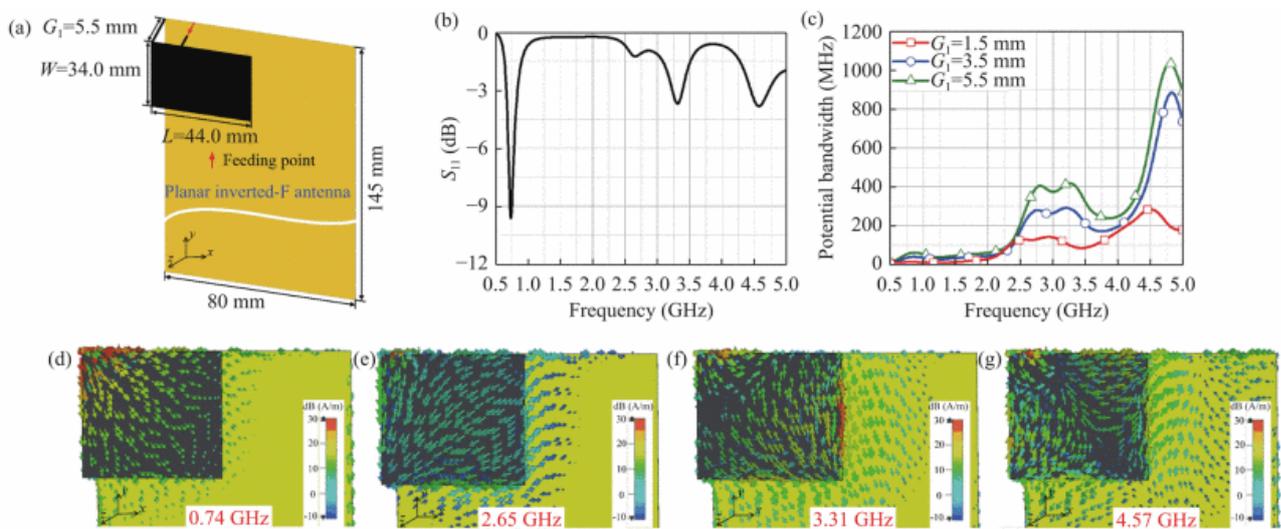


Рисунок 1.7 - Характеристики планарної інвертованої F-антени (PIFA). (a) Структура антени; (b) змодельований  $S_{11}$ ; (c) змодельована потенційна смуга пропускання імпедансу  $-6$  дБ з різною висотою антени  $g$ ; (d)-(g) змодельовані розподіли поверхневого струму при (d) 0,74 ГГц, (e) 2,65 ГГц, (f) 3,31 ГГц та (g) 4,57 ГГц [17]

## 1.5 Висновки до розділу

Основні ключові результати аналізу сучасного стану:

1) У сучасній антенно-технічній літературі значну увагу приділено компактним багатоелементним антенним системам із широкими смугами частот і підвищеною складністю конфігурацій, особливо для мобільних пристроїв та мереж 5G.

20 Попри це, конкретні дослідження циліндричних або рупорних антен із режимом осьового випромінювання залишаються досить обмеженими — більшість робіт зосереджені на мікро-смугових або плоских антенних структурах та адаптації до малої площі в корпусах.

3) Аналіз показує, що важливими технічними викликами для антен типу «рупор/циліндр» є управління хвильовими параметрами (наприклад, коефіцієнт відбиття, взаємне розміщення елементів) та забезпечення стабільної діаграми спрямованості в циліндричних або секторних конфігураціях.

4) У роботі [17] підкреслено, що інтеграція антен у складні багатофункціональні системи (наприклад, МІМО, поєднання LTE/5G) вимагає гнучких конструкцій і ефективного декодування взаємних впливів, що також актуально і для рупорних/циліндричних антен.

5) Усі проаналізовані джерела вказують на потребу подальшого розвитку конструкцій, які дозволяють поєднувати високий коефіцієнт підсилення, вузьку спрямованість та ефективну роботу у заданому діапазоні частот - що прямо резонує з темою розробки багатoelementної лінійної антен-ної решітки LTE в режимі осьового випромінювання.

У результаті аналізу сучасних наукових джерел встановлено, що розвиток антенних систем нині спрямований на створення компактних широкосмугових конструкцій із підвищеними вимогами до спрямованості та електромагнітної сумісності. Попри значну кількість досліджень, присвячених мікросмуговим та низькопрофільним антенам, питання удосконалення циліндричних рупорних антен, зокрема у контексті забезпечення стабільного осьового випромінювання, залишається недостатньо розкритим. Проведений огляд засвідчує, що ключовими технічними викликами для таких антен є забезпечення оптимального узгодження, контроль хвильових процесів у структурі та стабільність діаграми спрямованості. Окремі дослідження підкреслюють важливість можливості інтеграції антен у складні багатофункціональні системи зв'язку, що вимагає удосконалення їх геометричних та електродинамічних параметрів. Узагальнюючи результати аналізу, можна стверджувати, що

подальше дослідження та оптимізація рупорних і циліндричних антен є актуальним і необхідним для створення високоефективних антенних систем, зокрема для застосування у мережах LTE.

Таким чином, проведений аналіз підкреслює науково-технічну доцільність дослідження саме циліндричних чи рупорних антен із режимом осьового випромінювання у контексті LTE-систем, і створює обґрунтування для переходу до розробки та оптимізації відповідної антенної структури.

## 2 ТЕОРІЯ ПАТЧ-АНТЕН

### 2.1 Проста патч-антена на РСВ

Патч-антена (від англ. patch - латка) це тип слабоспрямованої антени діапазонів УВЧ і НВЧ діапазонів. Патч-антена складається з тонкої плоскої металеві пластини ("латки"), розташованої на малій ( $0,01...0,1\lambda$ ) відстані паралельно плоскому металевому екрану. Зазор між патчем і екраном може бути заповнений шаром діелектрика ( $\epsilon = 2.5...10$ ,  $\text{tg}\delta = 10^{-3} \dots 10^{-2}$ ), а сама антена виготовлятиметься за технологією друкованих плат (мікросмужкова або друкована патч-антена). Як правило, патч має прямокутну форму, причому відстань між випромінюючими сторонами прямокутника (тобто довжина сторін, що не випромінюють) близька до половини робочої довжини хвилі (з урахуванням  $\epsilon$ ).

Живлення здійснюється штиром, що проходить крізь екран (наприклад, що є продовженням сигнального провідника коаксіальної лінії) і зміщеним від центру прямокутника у бік однієї з його випромінюючих сторін, або мікросмужковою лінією, сигнальний провідник якої розташований в площині патча і підходить до однієї з його сторін. В обох випадках провідники збуджують електрично з'єднуються з патчем. Відомий також електродинамічний спосіб збудження патча через щілину на екрані. Поляризація випромінюваної електромагнітної хвилі в напрямку нормалі до патча близька до лінійної. Також відомі технічні рішення дозволяють формувати хвилю з круговою поляризацією. Патч-антена найпростішої конструкції - вузькосмугова (<5%), але спеціальні технічні рішення дозволяють розширити робочу смугу частот до 50% і більше або будувати багатодіапазонні патч-антени.

Принцип дії патч-антени заснований на резонансі моди  $\text{TM}_{10}$  в об'ємі під патчем, збудженні електричного поля в зазорах вздовж двох протилежних сторін п'ятачка, що може розглядатися як співнаправлене протікання еквівалентного магнітного струму вздовж кожної з цих сторін, і збудження електромагнітної хвилі. Дія патч-антени аналогічна дії пари синфазних

паралельних один одному щілинних антен, рознесених на невелику ( $< \lambda/2$ ) відстань. Кроссполаризаційне випромінювання в патч-антені традиційної конструкції обумовлено випромінюванням магнітного струму вздовж сторін патча, поперечних основним (тобто, що створює випромінювання на основній поляризації), у тому числі модою  $TM_{02}$ . Це випромінювання компенсовано за рахунок інтерференції тільки в площинах  $E$  і  $H$  і досягає максимуму (-10 дБ) у діагональних площинах.

Відомо безліч різновидів патч-антен, що розрізняються способом збудження, наявністю узгоджувальних елементів (щілин у п'ятачку та ін.), формою патчів (прямокутна, кругла та ін.), їх числом в одному випромінювачі (один або кілька, як правило, не більше трьох), взаємним розташуванням (копланарне, електродинамічний зв'язок) та ін., що вирішують певні завдання та відрізняються технічними характеристиками. Патч-антени технологічні, прості у виготовленні, дешеві, зручні для використання як випромінюючий елемент антеної решітки, в тому числі, антени бортових радіолокаторів, базові станції мобільного зв'язку GSM, плоскі антени для прийому супутникового телебачення та ін.

В діапазоні СВЧ патч-антена може виготовлятися як окремий пристрій, захищений від зовнішніх дій. Ділянка корпусу такого пристрою навпроти патча стає радіопрозорою.

Найпростіша патч-антена має квадратну форму зі стороною, що дорівнює половині довжини хвилі, розташований над більшою за розміром пластиною землі (рис. 2.1). Чим більша пластина землі, тим краще спрямованість антени та більше її габарити. Нерідко пластину землі роблять лише трохи більше пелюстки. Струм протікає в тому ж напрямку, що й фідер, так, що векторний потенціал  $i$ , відповідно, електричне поле йдуть за струмом, як зазначено на малюнку стрілкою  $E$ . Проста патч-антена випромінює лінійно поляризовану хвилю. Її випромінювання може бути розглянуто як випромінювання двох щілин по краях антени або, еквівалентно, як результат протікання струму в пелюстці та пластині землі.

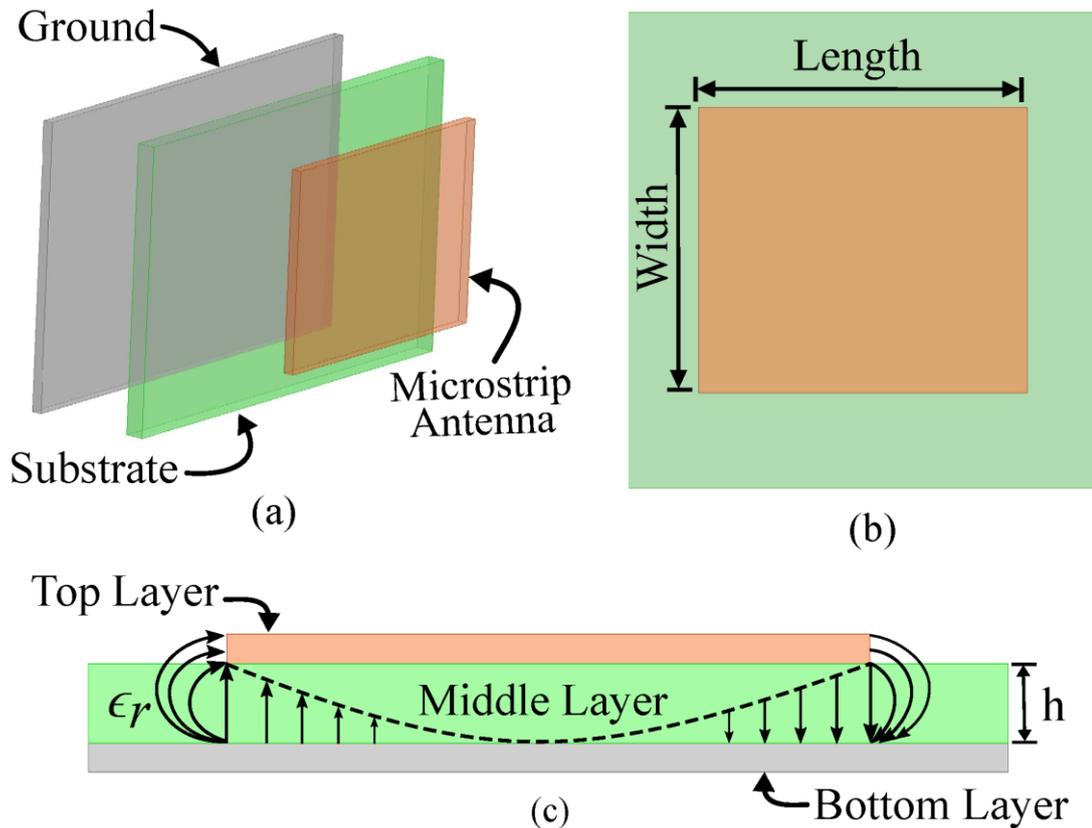


Рисунок 2.1 – Конструкція мікросмушкової патч-антени: (а) вигляд окремих шарів, (б) вигляд зверху та (в) вигляд збоку [31-32]

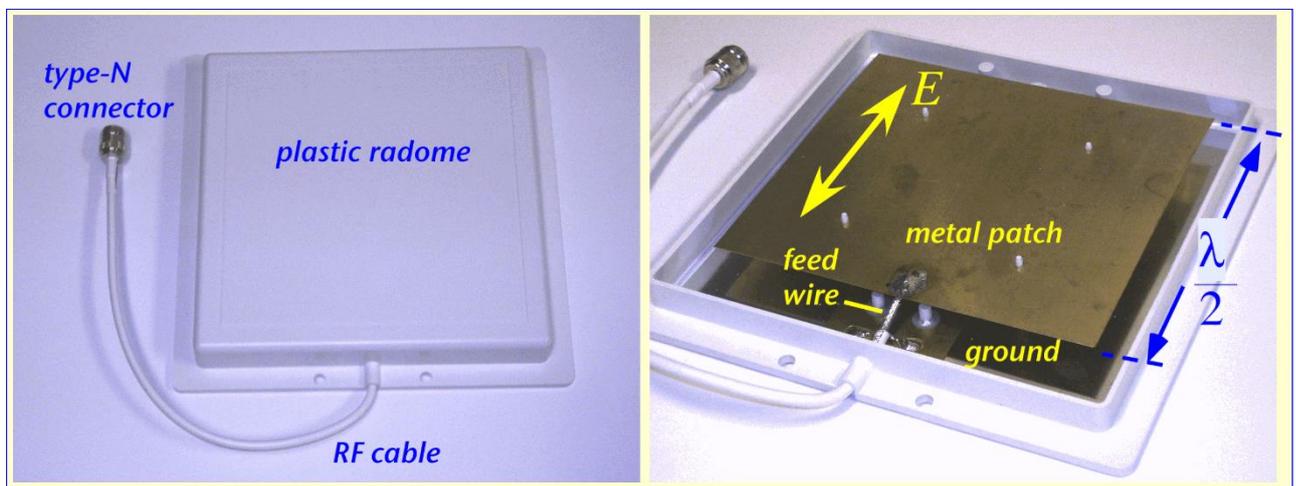


Рисунок 2.2 – Конструкція патч-антени з повітряним діелектриком [33]

Тангенс кута діелектричних втрат є ключовим параметром, який кількісно визначає діелектричні втрати підкладки патч-антени та надає інформацію про те, скільки енергії поглинається діелектричним матеріалом під час прийому та повторного випромінювання сигналу. Це міра втрати отриманої енергії,

зазвичай у вигляді тепла, в діелектричному матеріалі через такі фактори, як діелектричні втрати та втрати провідності, що впливають на загальну ефективність антени.

Для підвищення ефективності антени слід використовувати високоякісний матеріал підкладки з низькими значеннями тангенса втрат (табл. 2.1). Матеріали з нижчими тангенсами втрат мають нижче розсіювання енергії і забезпечують кращу ефективність випромінювання та зворотне розсіювання (табл. 2.1).

Таблиця 2.1 – Діелектрична проникність ( $\epsilon$ ), тангенс втрати ( $\delta$ ) значення звичайних матеріалів підкладки для виготовлення патч-антени

Substrate Material	Dielectric Constant	Loss Tangent ( $\delta$ )	Supplier
RT/duroid 5880	2.2	0.0009	Rogers
TLX-9	2.5	0.0019	Taconic
AD 255C	2.55	0.0014	Arlon
GML 1000	3.2	0.004	GIL
RO4003	3.38	0.0029	Rogers
TLF-34	3.4	0.0020	Taconic
AD 350A	3.50	0.0030	Arlon
FR402	4.25	0.016	Isola

Коефіцієнт посилення прямокутної мікросмужкової патч-антени з повітряним діелектриком може бути грубо оцінений в такий спосіб. Оскільки довжина пелюстки дорівнює половині довжини хвилі, пелюстка можна представити як напівхвильовий диполь, що дає близько 2 дБ посилення у вертикальній осі пелюстки. Якщо пелюстка квадратна, її можна розглядати як два напівхвильові диполі, рознесені на чверть довжини хвилі, що дає ще 2-3 дБ посилення. Пластина землі екранує випромінювання зі зворотного боку антени і скорочує середню за обсягом випромінювану потужність удвічі, що дає ще 2-3 дБ. Склавши все разом, отримаємо коефіцієнт посилення патч-антени, що дорівнює 7-9 дБ, що непогано узгоджується з більш строгими оцінками.

Типова діаграма спрямованості лінійно-поляризованої патч-антени на 900 МГц показана на рис. 2.3. На рис. 2.3 показано переріз у горизонтальній площині. Діаграма спрямованості вертикальної площині схожа, але з ідентична. Масштаб графіка логарифмічний, так що, наприклад, потужність, що випромінюється в напрямку  $180^\circ$  ( $90^\circ$  вліво від вертикальної осі) на 15 дБ менше потужності основної пелюстки. Ширина основної пелюстки близько  $65^\circ$ , коефіцієнт поглинання в напрямку променя 9 dBi . Нескінченно велика пластина землі повністю екранує задню півсферу (від  $180^\circ$  до  $360^\circ$ ), проте пластина землі реальної антени має кінцеві розміри. Тому потужність випромінювання у зворотному напрямку (задня пелюстка діаграми спрямованості) менше потужності випромінювання основної пелюстки всього лише приблизно на 20 дБ.

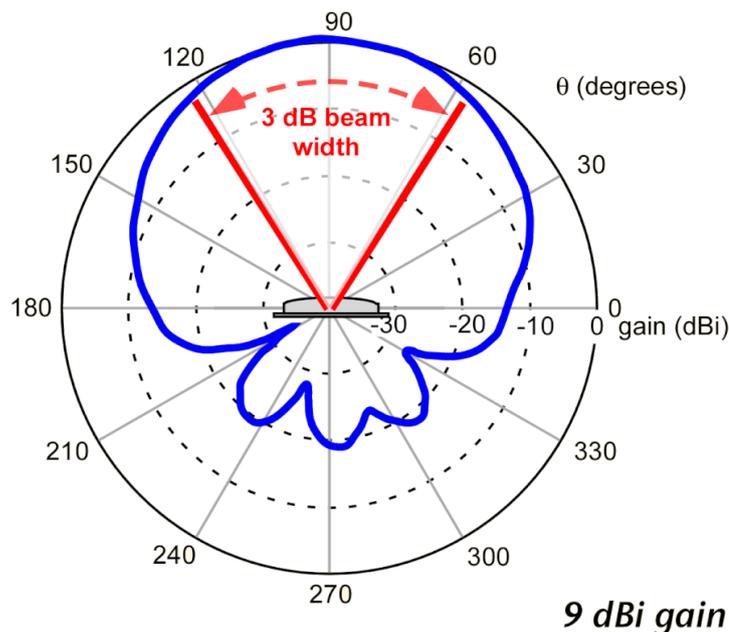
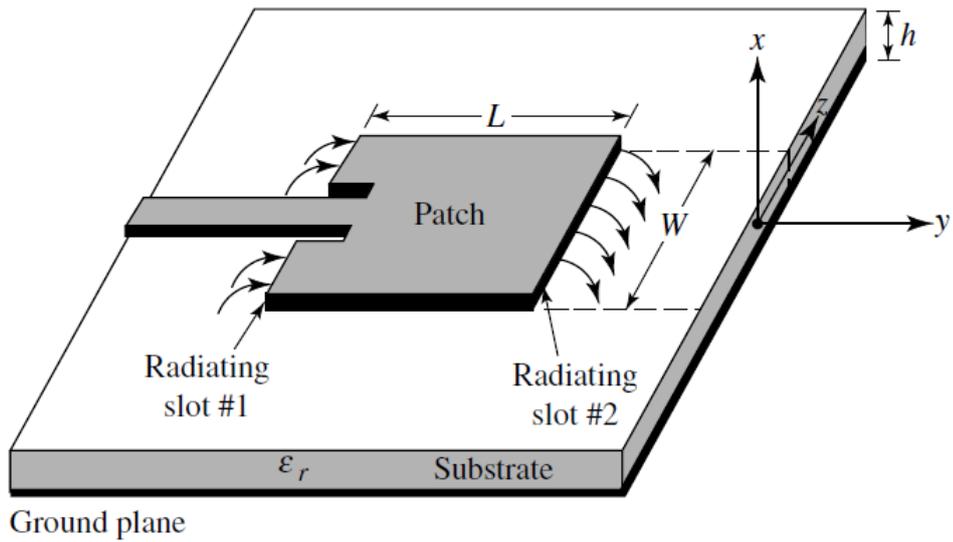
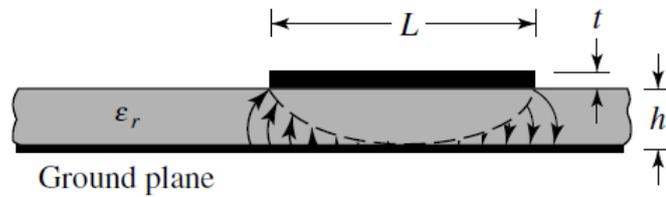


Рисунок 2.3 – Типова діаграма спрямованості лінійно-поляризованої патч-антени на 900 МГц [33]

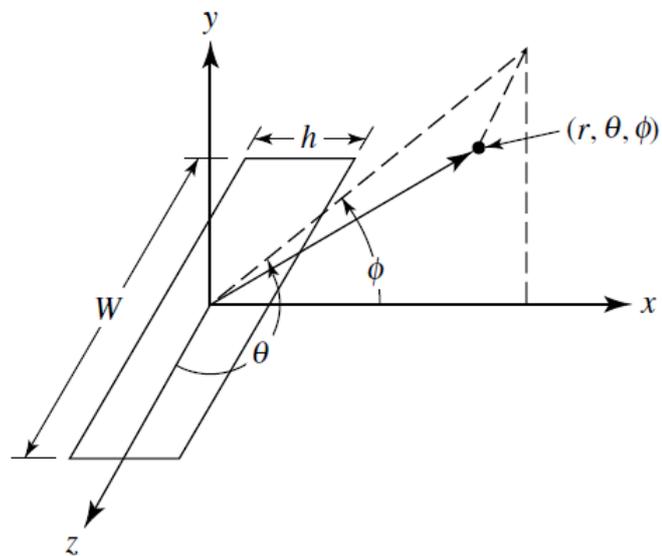
Ширина смуги пропускання патч-антени сильно залежить від відстані між пелюсткою та землею. Чим ближче пелюстка до землі, тим менше енергії випромінюється і більше запасється в ємності та індуктивності і тим вища добротність антени.



(a) Мікросмузкова антена (патч антена)



(b) Вигляд збоку



(c) Система координат для кожної випромінюючої щілини

Рисунок 2.4 – Мікросмузкова антена та система координат [32]

Наближено смугу пропускання антени можна оцінити за такою формулою

$$\frac{\delta f}{f_{res}} = \frac{Z_0}{2R_{rad}} \frac{d}{W}, \quad (2.1)$$

де  $d$  - відстань від пелюстки до землі,  $W$  - ширина пелюстки (зазвичай половина довжини хвилі),  $Z_0$  - імпеданс повітряного проміжку між пелюсткою та землею, а  $R_{rad}$  - опір випромінювання антени. Відносна смуга пропускання антени лінійно залежить від її товщини. Характерне значення імпедансу повітряного проміжку 377 Ом, а опору випромінювання 150 Ом, що дозволяє спростити формулу

$$\frac{\delta f}{f_{res}} = 1,2 \left( \frac{d}{W} \right) \quad (2.2)$$

Для квадратної пелюстки на 900 МГц,  $W$  буде приблизно 16 см. Товщина антени 1,6 см дасть відносну ширину смуги пропускання  $1,2(1,6/16) \approx 12\%$ , або 120 МГц.

Патч-антени легко виготовляти друкованим способом. У цьому випадку вони виходять трохи компактнішими, але, оскільки їх товщина менша, смуга пропускання також зменшується через збільшення добротності. Таким чином, смуга пропускання антени обернено пропорційна квадратному кореню з ефективної діелектричної проникності підкладки. Також очевидно, що смуга пропускання розширюється із збільшенням товщини підкладки. Характерна ширина лінії пропускання друкованої патч-антени становить одиниці відсотків. Часто, пластина землі реальних патч-антен лише трохи більше пелюстки, що також зменшує ефективність. Спосіб збудження антени також впливає її смугу пропускання.

Прямокутні (не квадратні) антени можуть бути використані для отримання віялової діаграми спрямованості, у якої ширина вертикального та горизонтального пелюсток істотно різняться. Крім квадратних, можуть також

використовуватися круглі або багатокутні пелюстки. Розрахунок випромінюючих характеристик таких антен значно складніший.

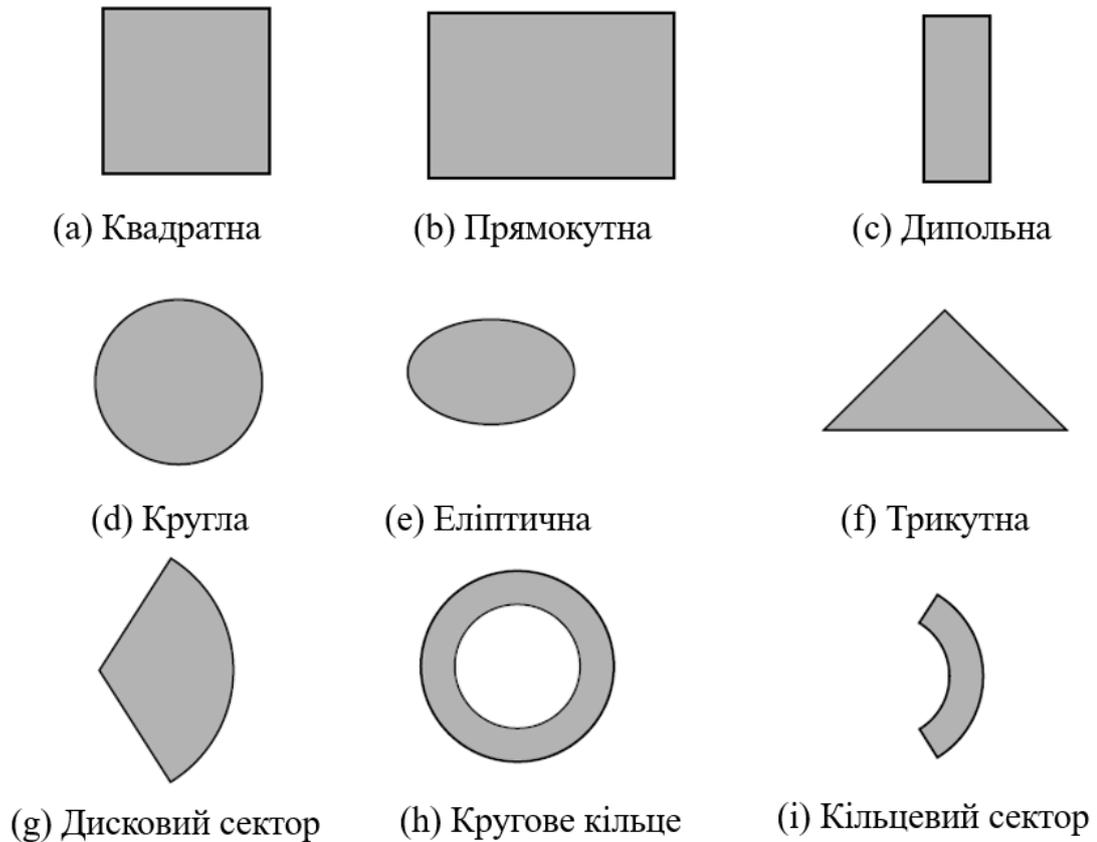


Рисунок 2.5 - Геометричні форми випромінювальної пластини мікросмужкових патч-антен [32]

## 2.2 Патч-антена діапазону Wi-Fi з повітряним діелектриком

Давайте як приклад для ілюстрації серйозного впливу підкладки на характеристики антени візьмемо просту патч-антену на РСВ для Wi-Fi. Антена виготовляється із двох шматків одностороннього фольгованого склотекстоліту FR4 з товщиною підкладки 1,5 мм. Один шматок використовується як рефлектор, на другому витравлюється круглий патч, який використовується як випромінюючий елемент. Обидва ці шматки поділяються повітряним проміжком.

Антена має два конструктивні варіанти (табл. 2.2) [34]:

Варіант1 - Друкований патч розташовується у бік джерела (металізацією назовні – рис. 2.6 і рис. 2.7);

Варіант2 - Друкований патч розташовується у бік рефлектора (металізацією всередину – рис. 2.8);

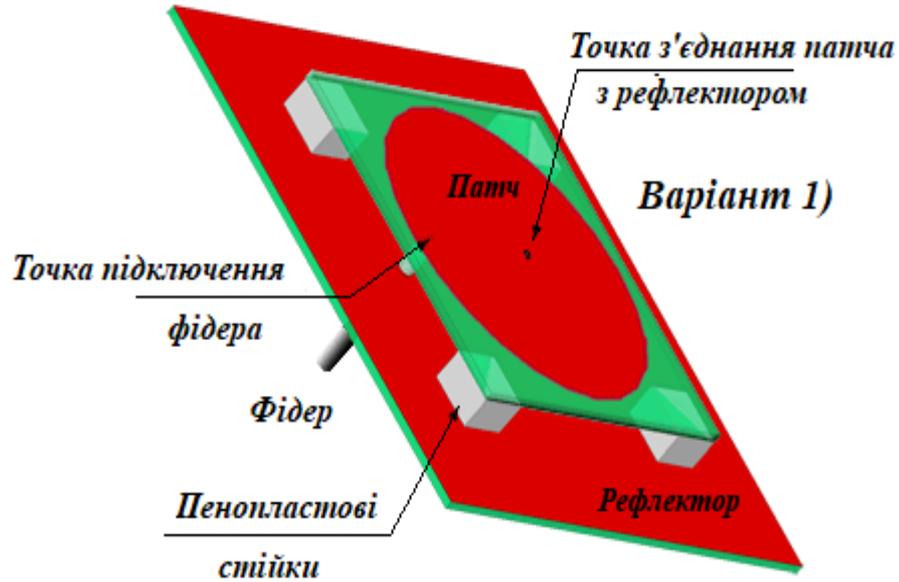


Рисунок 2.6 - Зовнішній вигляд Варіанту 1 виконання патч-антени на РСВ [34]

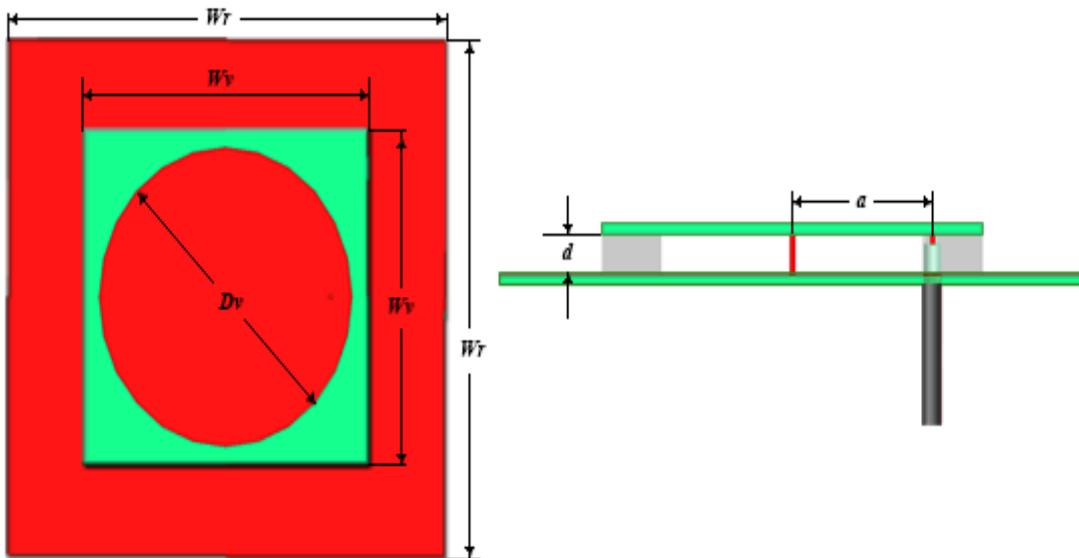


Рисунок 2.7 - Конструктивні розміри Варіанту 1 виконання патч-антени на РСВ [34]



Рисунок 2.8 – Зовнішній вигляд Варіанту 2 виконання патч-антени на РСВ [34]

Таблиця 2.2 – Конструктивні розміри Варіанту 1 і 2 патч-антени на РСВ [34]

Розміри (мм)					
	<b>Wr</b>	<b>Wv</b>	<b>Dv</b>	<b>d</b>	<b>a</b>
<b>варіант 1)</b>	100	65	57.5	6	23.5
<b>варіант 2)</b>	100	65	62	7	26

У першому випадку РСВ патч приклеюється по кутах до рефлектора чотирма шматочками пінопласту  $10 \times 10 \times 6$  мм. У другому випадку використовується металева стійка по центру конструкції заввишки 7 мм та  $\varnothing 3..4$  мм. Центр патча у будь-якому випадку електрично з'єднується з рефлектором. У першому випадку шматочком дроту  $\varnothing 0,5...1$  мм, припаяної між патчем і рефлектором в центрі конструкції, у другому випадку стійкою. Це робиться з метою захисту обладнання від атмосферної статики. Заживлюється патч за допомогою пігтейлу з коаксіальним кабелем RG178 або RG316. Дані кабелі мають фторопластову термостійку внутрішню ізоляцію, яка не плавиться при паянні. Кабель заводиться ззаду, перпендикулярно рефлектор через отвір навпроти точки підключення. Обплітка припаюється до рефлектора, центральна

жила до патчу. За бажанням у точці підключення можна встановити роз'єм SMA.

Розрахункове підсилення антени становить 8,4 дБі, ширина основної пелюстки близько  $60^\circ$  (рис. 2.9).

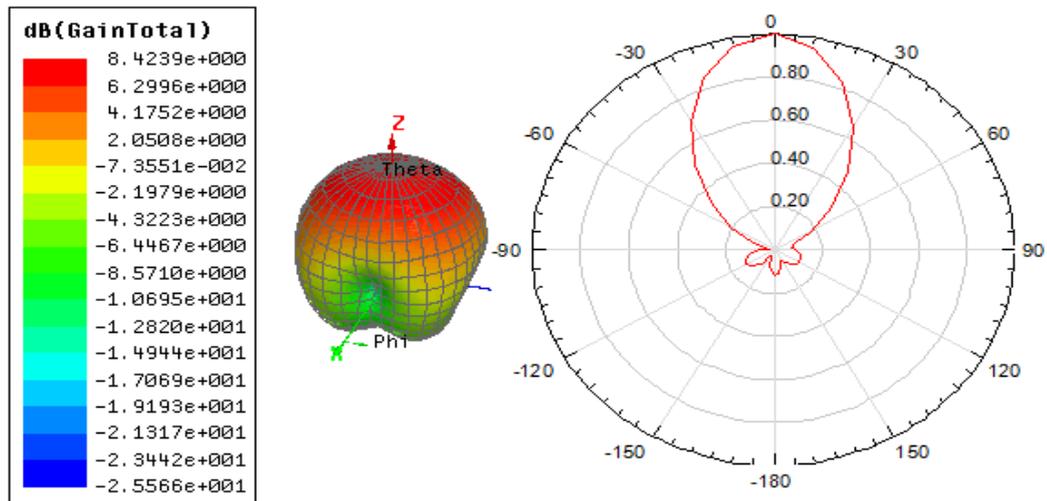


Рисунок 2.9 – Діаграма спрямованості Варіанта 1 патч-антени на РСВ [34]

Смуга пропускання за рівнем КСХ < 2 близько 240 МГц, що в принципі могло б сприяти непогній повторюваності антени при акуратному виготовленні. У межах Wi-Fi діапазону КСХ не перевищує 1,5 (рис. 2.10).

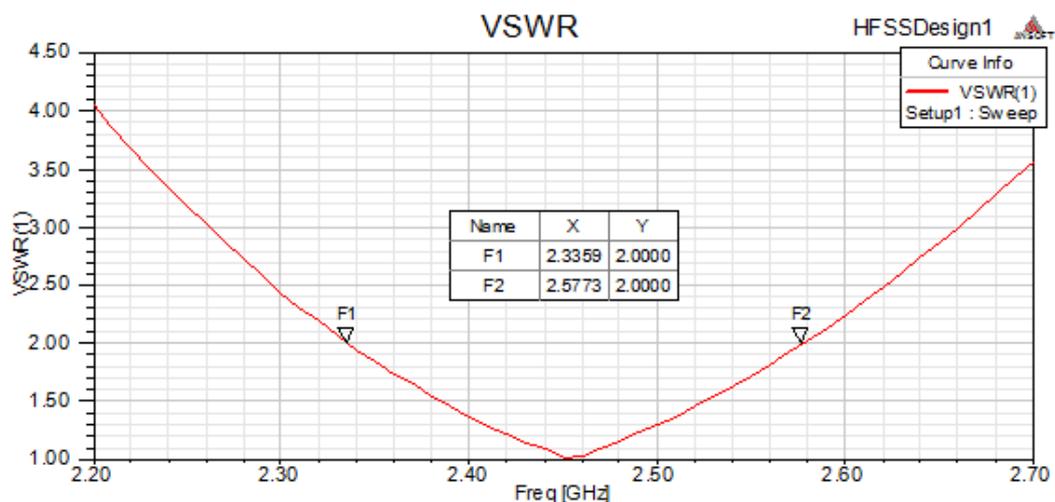


Рисунок 2.10 – Графік частотної залежності КСХ Варіанта 1 патч-антени на РСВ [34]

Як ми бачимо, обидва варіанти помітно відрізняються своїми оптимальними розмірами, особливо діаметром патча. Різний текстоліт попадає в руки радіоаматора, такого нормування немає і він має широкий діапазон розкидів як діелектричної проникності, так і тангенса кута втрат. Текстоліт вносить додаткові суттєві втрати, що помітно знижують ККД антени і приводять до зниження SNR. А цей параметр найчастіше має вирішальне значення для досягнення потрібної швидкості обміну даними з базою.

Дієвим способом, якщо не повністю уникнути, то хоча б максимально нівелювати вплив розкиду параметрів підкладки та покращити повторюваність антени є застосування склотекстоліту з двосторонньою металізацією

Розрахунки в симуляторі показують, що в цьому випадку для електромагнітної хвилі патч "виглядає" майже суцільний металевий диск. Вся справа в скін-ефекті, при якому струми протікають тільки в тонкому поверхневому шарі провідника, а що знаходиться в його середині не має значення. Це може бути і діелектрик. Сам діелектрик екранований і його властивості не впливають на характеристики антени. При цьому дуже важливо не витравлювати диск на обох сторонах патчу, як це раніше робили в конструкціях, а вирізати коло повністю. До рефлектора він кріпиться центральною стійкою як у варіанті 2. При складанні антени важливо забезпечити контакт як несучої стійки, так і центральної жили пігтейлу з обома сторонами патча за допомогою заклепок (пістонів). Товщина текстоліту у цій конструкції 0,5 мм (рис. 2.11).

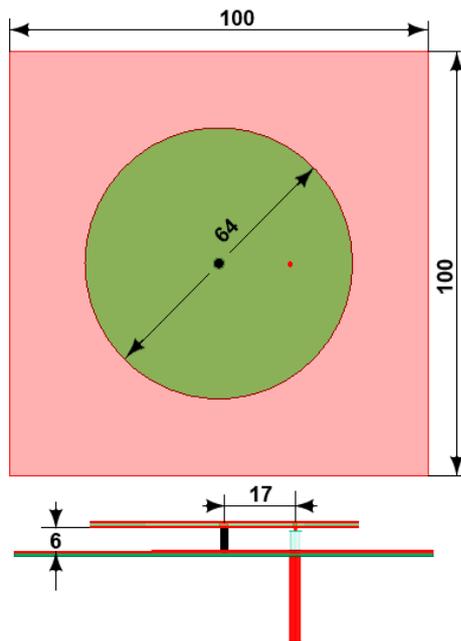


Рисунок 2.11 – Зовнішній вигляд конструктивного виконання патч-антени на РСВ з двосторонньою металізацією [34]

Розрахункове посилення антени 9,3 дБ, придушення задньої пелюстки не гірше 16 дБ, вхідний опір 50 Ом, ширина головної пелюстки близько  $60^\circ$  (рис. 2.12).

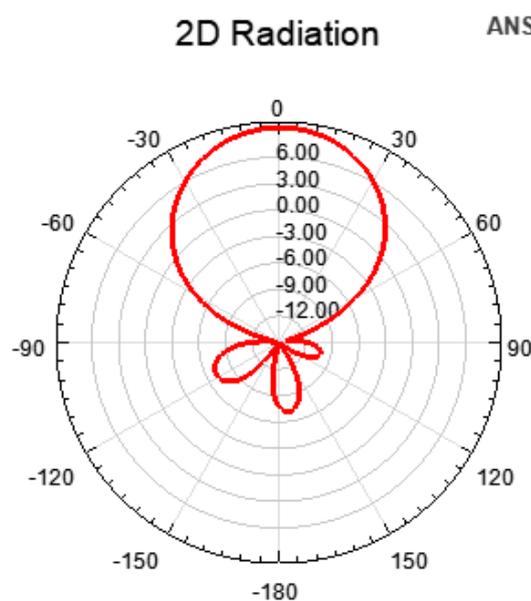


Рисунок 2.12 – Діаграма спрямованості патч-антени на РСВ з двосторонньою металізацією [4]

За своїми характеристиками вона не гірша за дротяну антену Харченка і навіть має ряд переваг:

1) Простота виготовлення. Вирізати коло трохи простіше, ніж креслити і витравлювати якісь складні постаті, хоча б ті ж ромби від антени Харченка.

2) Антена має велику площу випромінюючого елемента. При товщині скін-шару на Wi-Fi 1..2 мкм товщини фольги 35 мкм більш ніж достатньо. ККД антени не гірший за 96% і екранований діелектрик підкладки на нього не впливає.

3) Простота підключення до фідера. Не потрібно ніяких схем узгодження і симетрування .

4) Висока повторюваність конструкції, яка тут на порядок краща ніж в антені Харченка.

Для рефлектора можна брати і односторонній текстоліт, маючи в своєму розпорядженні його звичайно ж металізовану сторону до патчу. Крім того, для виготовлення рефлектора можна використовувати будь-який відповідний матеріал. Пігтейл або фідер підключається як і в описаних конструкціях вище. Робити металізацію країв патчу немає необхідності. Розрахунки показують, що заміна патча з неметалізованими краями на суцільний металевий диск такої ж товщини незначно впливає на характеристики антени (рис. 2.13).

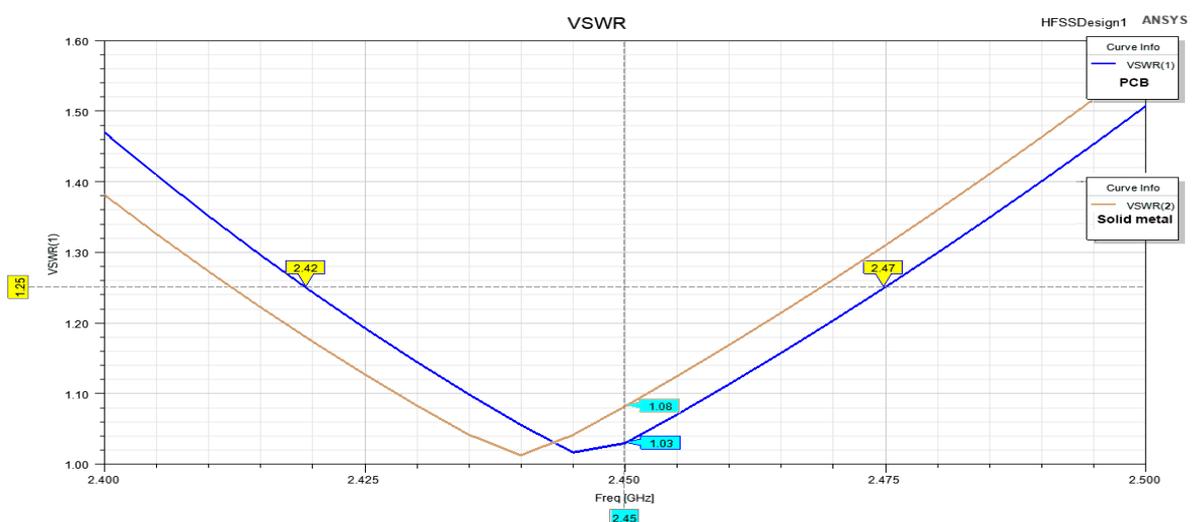


Рисунок 2.13 – Графік частотної залежності КСХ конструктивного виконання патч-антени на РСВ з двосторонньою металізацією і металевого листа [34]

### 2.3 Розширення смуги пропускання патч-антени на РСВ

Розглянемо що з себе представляє прямокутний патч (рис. 2.14). Це резонансна система з довжинами сторін  $L$  і  $W$  близькими до половини довжини хвилі з урахуванням скорочення в діелектриці та впливу екрану. Таку конструкцію можна розглядати як об'ємний резонатор, відкритий з усіх чотирьох сторін. Антена стоїть вертикально, максимум випромінювання спрямований уздовж осі  $X$ . Через маленький екран  $F/V$  тільки 10 дБ, а посилення знижується до 8,5 дВі (частина енергії марно витрачається на випромінювання назад).

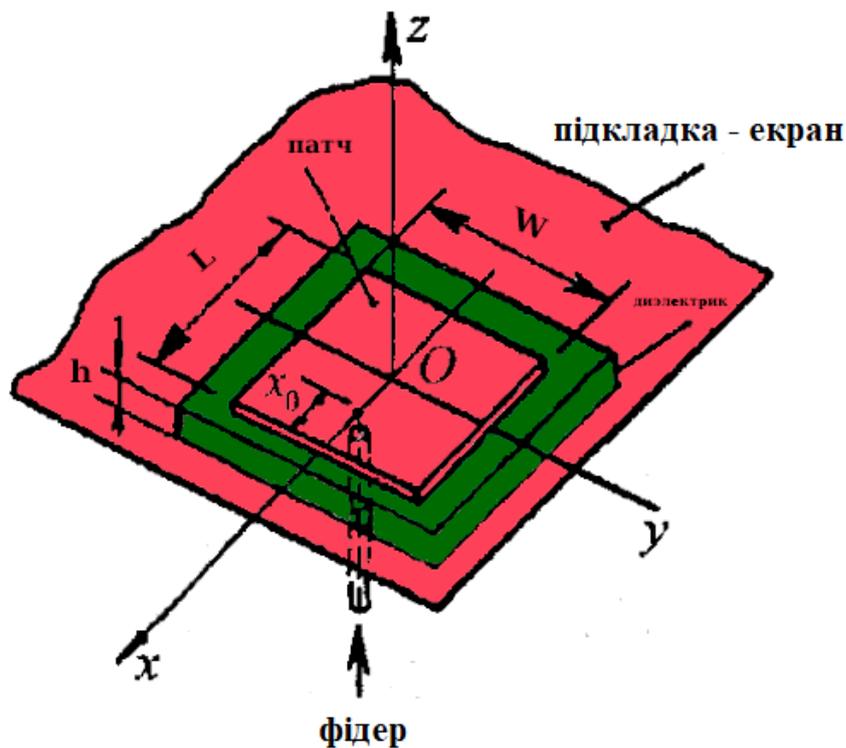


Рисунок 2.14 – Будова патч-антени [35]

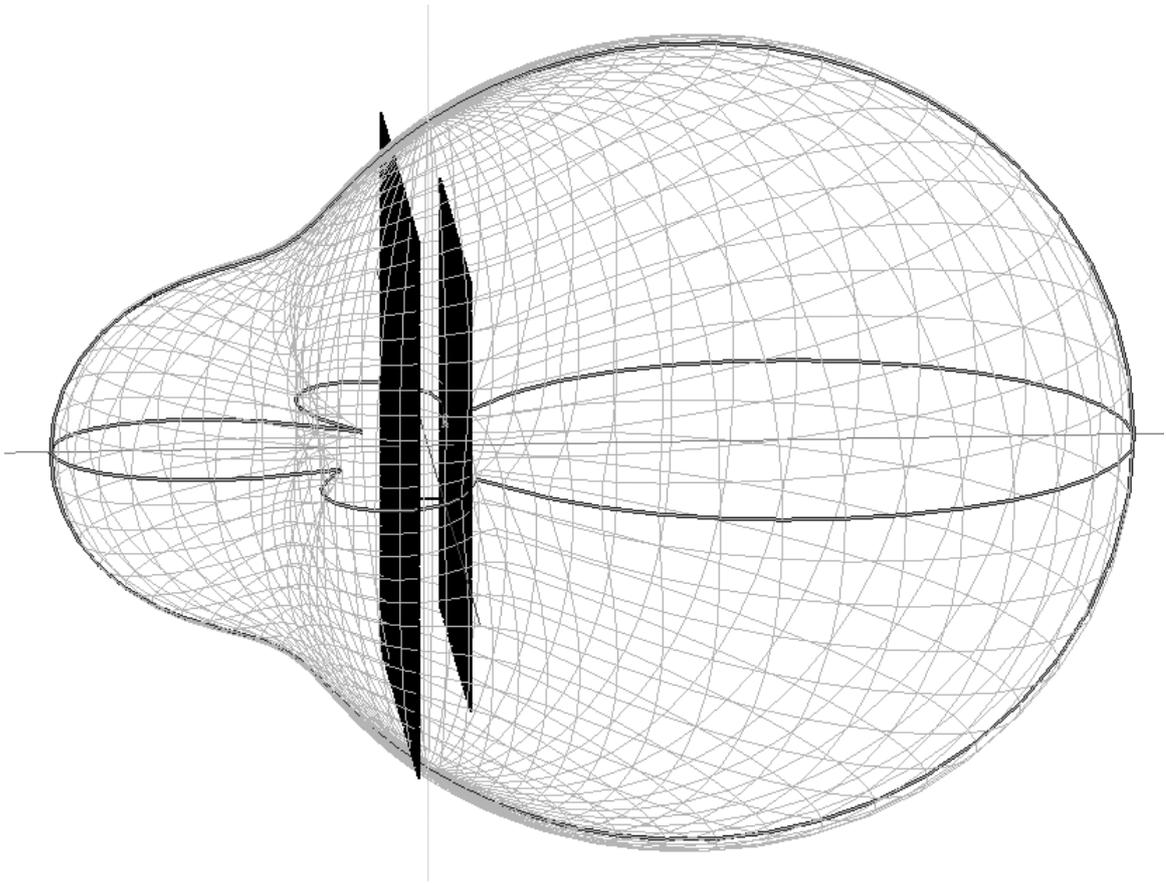


Рисунок 2.15 – Просторова діаграма спрямованості патч-антени [36]

Обидві сторони з довжиною  $L$  не випромінюють, а щілини сторін  $W$  - випромінюють. Таким чином такий патч є стек з двох елементарних напівхвильових випромінювачів. З іншого боку його можна розглядати як випромінювальну рамку, в якій замість електричного струму (як у дротяній рамці) тече уявний магнітний струм в щілини по периметру патча.

До недоліків друкованих антен відноситься їх низький ККД та відносна вузькосмуговість  $2\Delta f/f_0 < 5\%$ .

Для розширення смуги застосовують спеціальні хитрощі, наприклад, U-подібний виріз у центрі патча. Якщо замість підкладки використовувати повітря та збільшити відстань від екрану, то втрати в антені значно зменшуються, а смуга розширюється до 15%. Смуга пропускання прямо пропорційна відношенню  $h/W$ . Саме антени з "повітряною" підкладкою варто застосовувати у діапазонах 4G. Та й наступний логічний крок. Якщо до такого повітряного патчу додати збираючу структуру у вигляді таких же квадратних пасивних

елементів, на кшталт директорів в Uda-Yagi, ми можемо значно підняти коефіцієнт посилення такої антени (рис. 2.16).

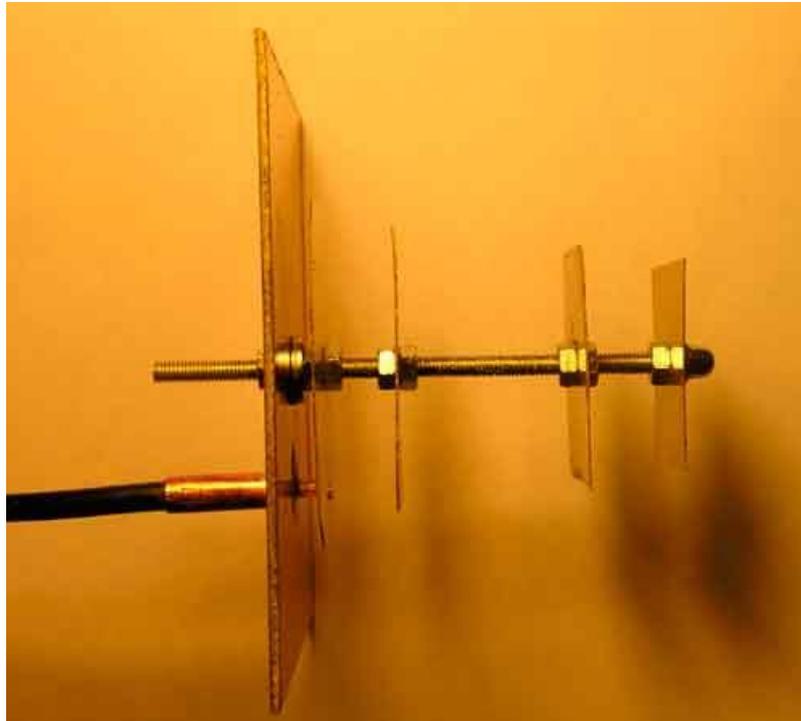


Рисунок 2.16 – Багатоелементна патч-антена за структурою Uda-Yagi [37]

Коефіцієнт посилення патч-антени варіюється від 5 до 9 dBi і залежить від параметрів діелектрика. Чим вище його діелектрична проникність, тим менші розміри патчу та спрямовані властивості антени – гірші. Крім того, наявність діелектрика знижує ККД антени. При заживленні з краю патча вхідний опір антени близько до 100 Ом у "повітряного патча" і в 2-3 рази вище цієї величини у друкованою. Для узгодження друкованої патч-антени з фідером 50/75 Ом точку живлення зсувають ближче до центру патча. При цьому зберігається налаштування в резонанс і відпадає необхідність у спеціальних пристроях, що узгоджують, що є ще однією перевагою антени. Хоча ніхто не заважає застосовувати схеми із чвертьхвильовими трансформаторами опорів на мікросмушкових лініях. Крім того, з таких патчів відносно нескладно створити багатоповерхову антенну решітку з високим коефіцієнтом посилення. Саме такі конструкції продаються під назвою панельні антени.

## 2.4 Патч-антена кругової поляризації

Але кругову поляризацію можна отримати, використовуючи дві антени з лінійною поляризацією, наприклад диполі. Їх мають перпендикулярно один одному і запитують зі зсувом фаз  $90^\circ$ , так званими ортогональними модами. Простіше кажучи, одну – синусом, другу – косинусом. Така система диполів називається турнікетною антеною (фрагмент 1 на рис. 2.17).

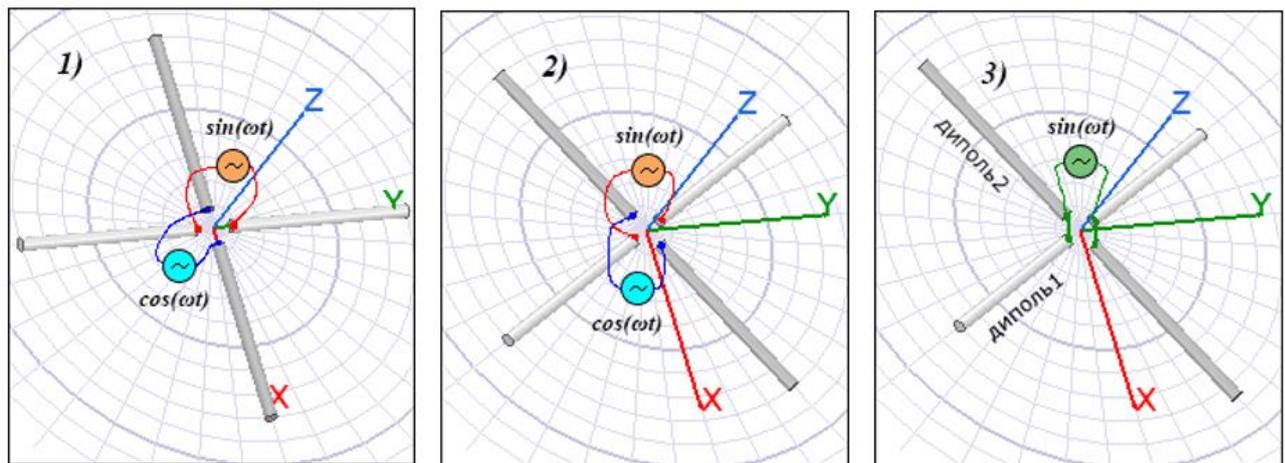


Рисунок 2.17 – Система з двох лінійних диполів із круговою поляризацією [38]

Як відомо, вектор струму в лінійному диполі рухається синхронно з вектором електричного поля  $E$  (дивіться анімації). Тут ми маємо два диполі. При суперпозиції синуса та косинуса сумарний вектор обертається по колу, це наочно видно на цій анімації. Таким чином, уявний сумарний вектор напрямку струму в такій системі диполів, такий собі "струм зміщення" теж обертається по колу, розташованому в площині диполів, і турнікетна антена випромінює хвилю з обертовою (круговою) поляризацією [38]. Запам'ятаємо цю ознаку кругової поляризації. Ще один важливий момент полягає в тому, що таку систему диполів можна повернути на будь-який кут навколо вектора поширення хвилі  $Z$  (фрагмент 2 на рис. 2.17), зміниться тільки початкова фаза, але сумарного обертання вектора залишиться таким же. Ця властивість якраз і приносить користь при зв'язку з об'єктами, що рухаються [38].

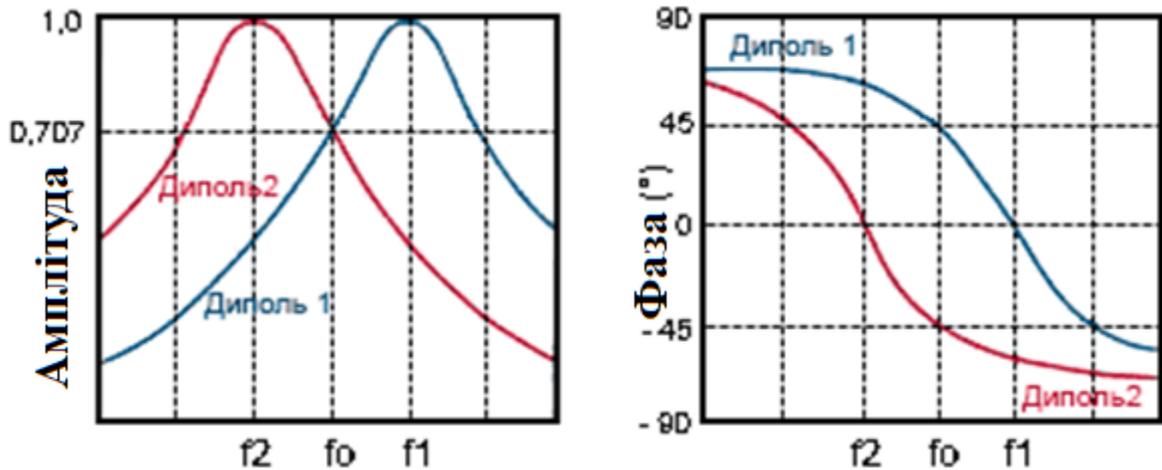


Рисунок 2.18 - Амплітуда та фаза джерела сигналу [38]

Існує спосіб як заживити таку систему диполів від одного джерела. довгий диполь 2 має індуктивну складову вхідного імпедансу і струм у ньому відстає від напруги на  $45^\circ$  [38].

Квадратний патч можна розглядати як свого роду «двовимірний» диполь, який, також можна подати набором нескінченної множини не лише поздовжніх і поперечних лінійних диполів, але диполів по діагоналях, а й взагалі під будь-яким кутом. Тоді уявімо, що патч є комбінацією двох взаємно перпендикулярних диполів, розташованих по діагоналях. Як зазначили вище, для кругової поляризації як повернена система ортогональних диполів немає значення [38].

У цьому випадку обрізавши кути по одній з діагоналей, ми зробимо один такий диполь коротшим за інший. При цьому ми можемо досягти умов описаних у попередньому параграфі, і патч буде випромінювати хвилю поляризації, що обертається. Незважаючи на деяку примітивність такого опису роботи антени, він досить чітко відображає реальність. Це видно хоч би з анімації. Ми бачимо, що вектори напрямку поверхневого струму патча обертаються, а це є першою ознакою кругової поляризації, яку вище за текстом я радив вам запам'ятати. Тільки тут ми бачимо якийсь там віртуальний "струм зміщення", а цілком реальні струми, поточні по внутрішній поверхні патча. Якщо ми перемістимо джерело живлення на горизонтальну вісь або (що теж саме) обріжемо кути на іншій діагоналі - напрямок обертання зміниться на

протилежний. На підставі поняття «двовимірний» диполь у читача може виникнути неправильне розуміння принципу випромінювання патч-антени. Адже двоелементна Яга теж має диполь і рефлектор. Причому у Яги диполь може випромінювати без рефлектора. У разі патч-антени "двовимірний" диполь не може правильно працювати без рефлектора, тому що рефлектор є невід'ємною частиною випромінюючого елемента антени. Це простіше зрозуміти, якщо представляти антену як повітряну рамку з «магнітним струмом».

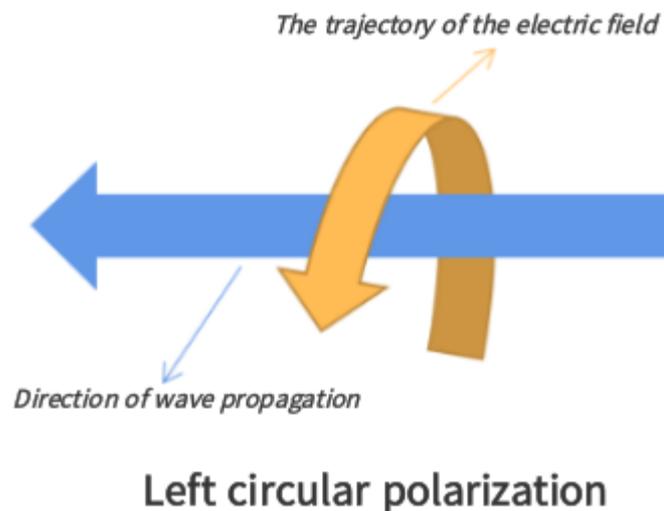


Рисунок 2.19 – Лівостороння кругова поляризація

Конструктивно антена складається з двох квадратних пластин з будь-якого відповідного матеріалу. Одна є рефлектором, з другої виготовляється патч зі зрізаними кутами. Розміри представлені на зображенні нижче. Обидві пластини з'єднані по центру за допомогою діелектричної стійки. Відстань від патча до рефлектора  $h=5$  мм. На відстані 19,5 мм від центру за вертикальною віссю симетрії на рефлекторі встановлюється N-конектор, центральний пін якого припаюється до патча [38].

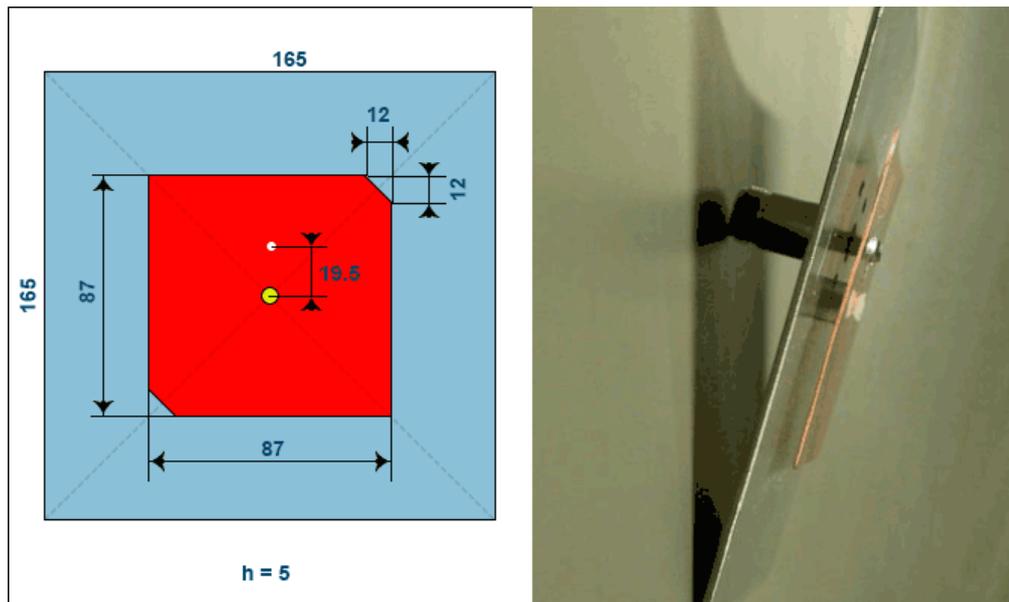


Рисунок 2.20 – Будова патч-антени з круговою поляризацією [38]

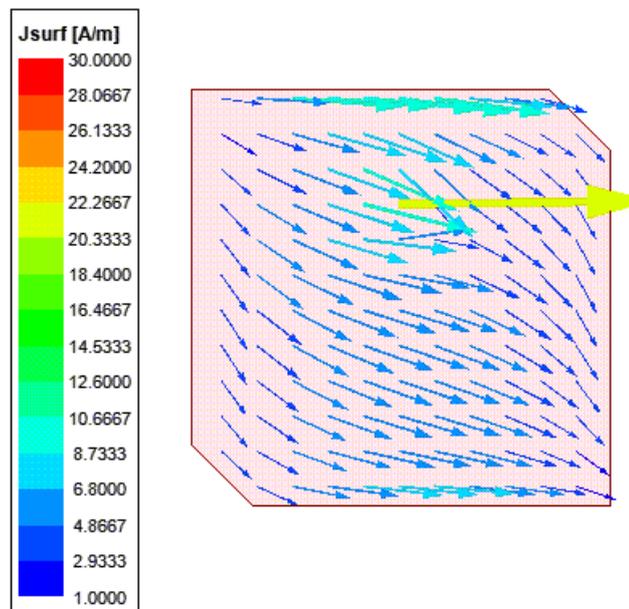


Рисунок 2.21 – Векторна діаграма формування круговою поляризації в квадратному патчі [38]

Підсилення антени близько 9,5 dBi. Поляризаційна розв'язка за напрямком обертання не гірше 20 дБ. Смуга пропускання за критерієм Axial Ratio < 3 dB близько 16 МГц. Основні характеристики антени представлено на таких діаграмах (рис. 2.22-2.25) [38].

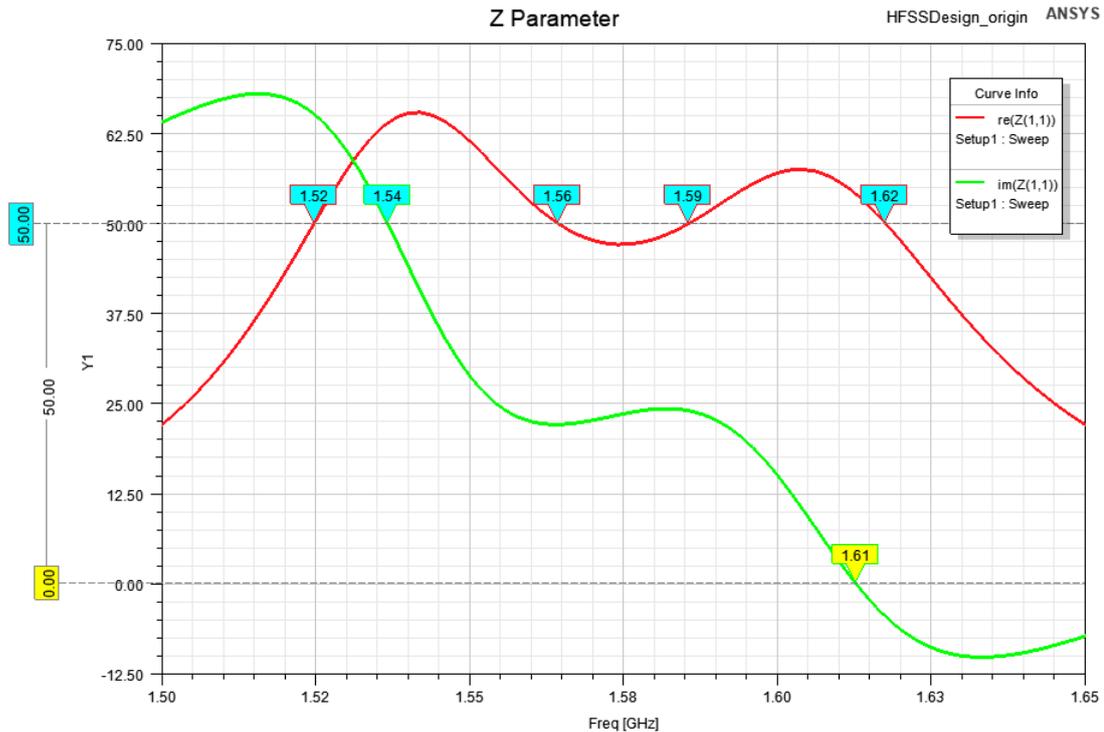


Рисунок 2.22 – Частотна характеристика вхідного імпедансу [38]

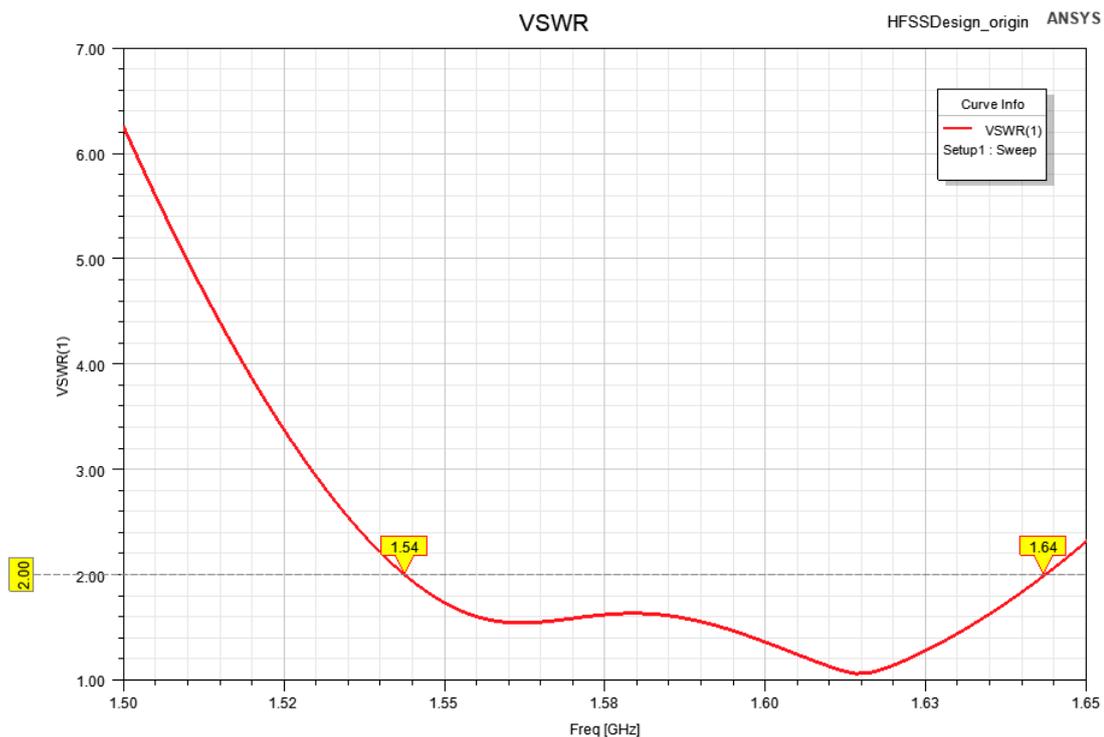


Рисунок 2.23 – КСХ патч-антени з круговою поляризацією [38]

На графіках імпедансу (рис. 2.21) і КСХ (рис. 2.22) чітко видно два резонанси, так само як у системи з двох диполів різної довжини. Одним з основних параметрів антен з круговою поляризацією є осьове поляризаційне відношення - Axial Ratio (AR). Цей параметр залежить як від частоти, так і від

кута місця. З характеристик видно, що критично важливим параметром антени якраз є смуга пропускання за AR, яка є набагато меншою за смугу пропускання за КСХ і ледь вистачає для GPS L1 band.

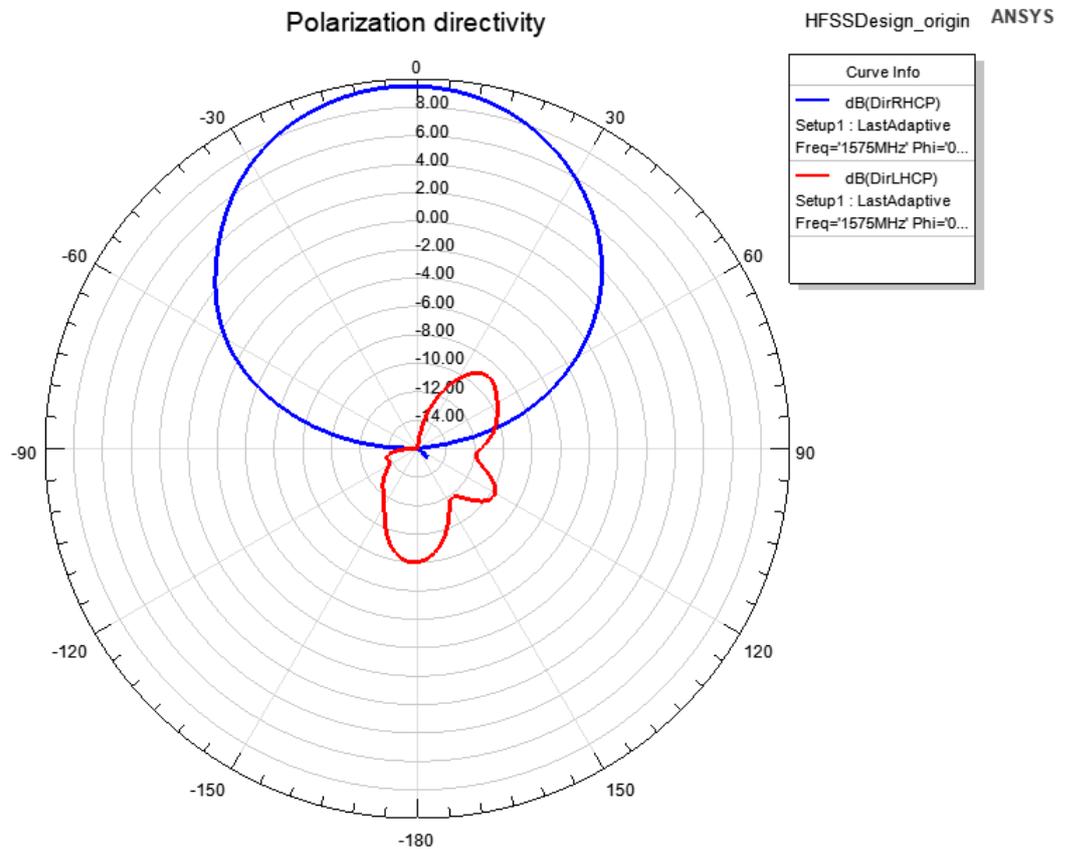


Рисунок 2.24 – Діаграма спрямованості патч-антени з круговою поляризацією [38]

Антенa рис. 2.25 живиться в середину вертикальної сторони, тому випромінює з горизонтальною поляризацією. Основне випромінювання дають синфазні струми вздовж боків патча, сусідніх із живильною. Інакше кажучи, антенa близька до стека з двох горизонтальних двоелементних антен Уда-Ягі з рефлекторами [38].

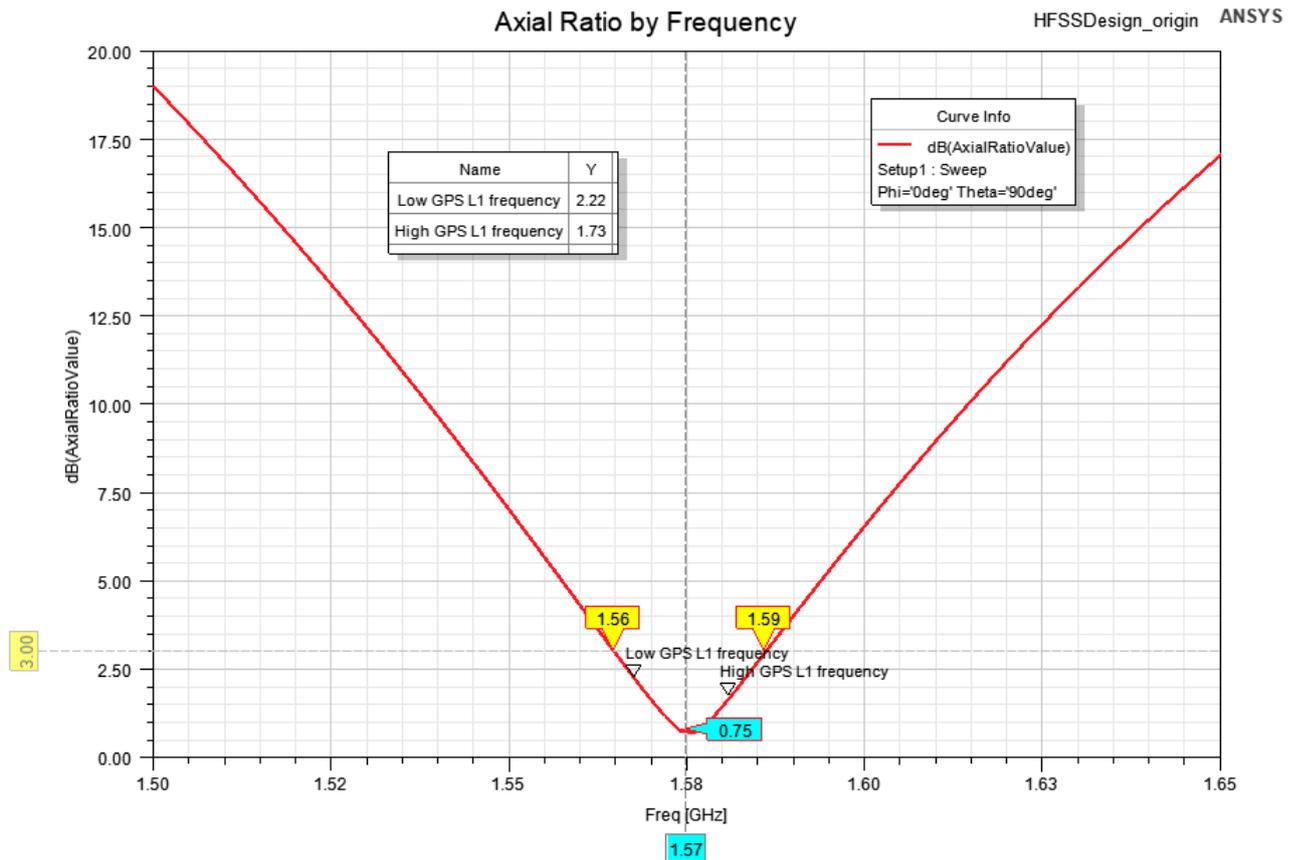


Рисунок 2.25 – Axial Ratio (у dB) патч-антени з круговою поляризацією [38]

Якщо антену повернути на  $90^\circ$  відносно осі X (тобто перемістити живильну перемичку в середину горизонтального боку патча), тоді антена випромінюватиме з вертикальною поляризацією [38].

Півхвильову квадратну патч-антену можна живити так, щоб вона випромінювала з круговою поляризацією. Найочевиднішим видається варіант такого способу живлення: дві точки живлення зі зсувом фаз між ними  $90^\circ$  з боків квадрата. Для цього потрібні дільник потужності і фазозсувний ланцюг. Це рішення використовується за мікросмугової технології, де і патч, і фазозсувник, і дільник виконуються у вигляді друкованих провідників [38].

Інший варіант отримання кругової поляризації ґрунтується на такому методі: узяти дві вузькосмугові антени і настроїти одну з них нижче за робочу частоту, а другу вище. Так, щоб фазовий зсув струму на ненульових і різних за знаком реактивних частинах вхідних імпедансів давав би необхідні  $90^\circ$  [38].

Антена одна, але має протяжність по двох осях. Тому по ній можуть одночасно текти і поздовжні, і поперечні струми. У цьому сенсі патч являє

собою нібито дві паралельно з'єднані антени. А як налаштувати ці дві антени на різні частоти? Та так само, як і зазвичай. Одну (по якій протікають поздовжні струми) подовжити, другу (по якій протікають поперечні струми) - вкоротити. Іншими словами, запровадити асиметрію поздовжньої та поперечної сторін, наприклад, замість квадрата зробити прямокутник. Такий патч має дві резонансні частоти (на довгій, і на короткій сторонах). Що і потрібно для антени кругової поляризації, збуджуваної за таким методом.

А дві точки живлення найпростіше звести разом, зсунувши їх назустріч одна одній, у кут прямокутника. Така антена з круговою поляризацією показана на рис. 2.26. Розміри пластини 51×48 мм.

Розподіл струму на рис. 2.25 показує, що пластину патча збуджено одночасно у двох напрямках (і по осі X, і по осі Y однакові, але взаємно перпендикулярні синусоїдальні розподіли), що й вимагається для кругової поляризації.

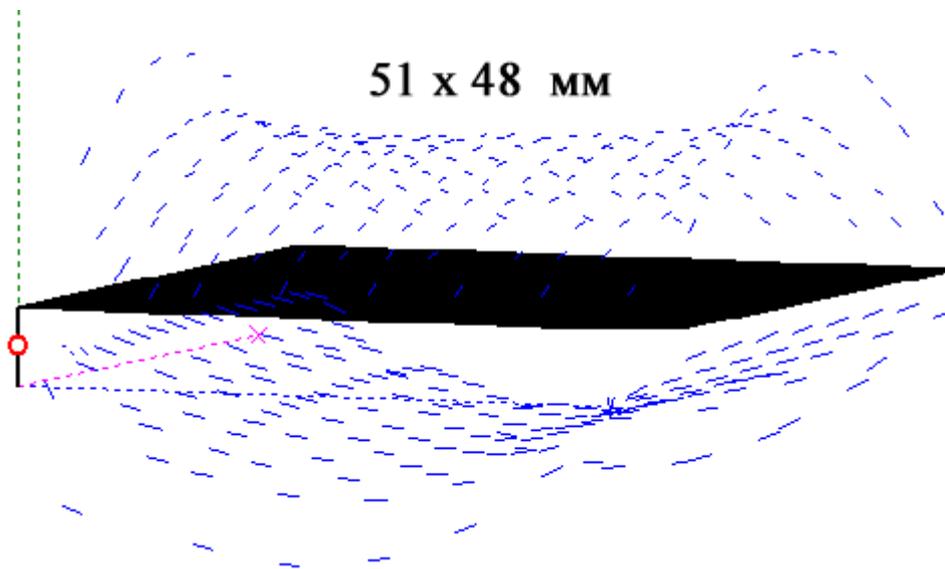


Рисунок 2.26 – Патч-антена з круговою поляризацією з двома точками живлення [36]

Щоб отримати такий розподіл струмів, відносна (у %) різниця довжин сторін прямокутника має бути приблизно в 1,5 раза більшою від відносної висоти (у %  $\lambda$ ) пластини над екраном.

Приклад. Висота пластини 5,5 мм, тобто 4,3% довжини хвилі. Перемножуючи 4,5% на 1,5 отримуємо 6,7%. Отже, відносна різниця сторін прямокутника має бути 6,7%. Перевіряємо:  $(51 - 48)/48 = 6,3\%$  - задовільний збіг.

На рис. 2.27 показано залежність вхідного імпедансу від частоти антени. Чітко видно два піки резонансу (подовжній і поперечний), рознесені за частотою на величину, що трохи більша за смугу пропускання. Робоча смуга антени лежить між ними.

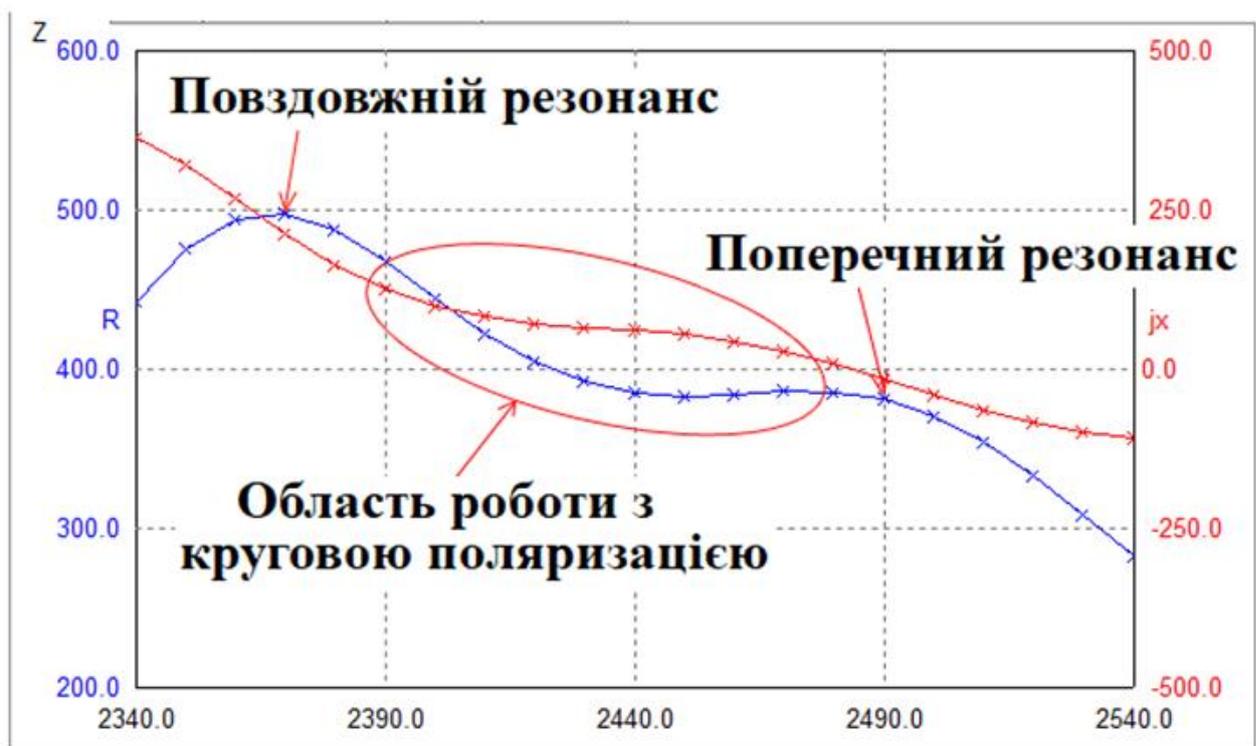


Рисунок 2.27 – Залежність вхідного імпедансу від частоти патч-антени з круговою поляризацією [36]

У цій смузі імпеданс виходить досить високим і з позитивною реактивною складовою. Тут ми не можемо піти вгору за частотою (для зниження  $R_a$  і компенсації  $+jX$ ). За застосуванням принципу отримання кругової поляризації ми повинні бути між резонансами патча і недалеко від обох. Тому для узгодження зазвичай зсувають живильну перемичку з кута в напрямку центру патча.

Отже, щоб зробити патч кругової поляризації за вищенаведеним принципом у пластину треба ввести асиметрію. Зробити шлях поздовжніх і поперечних струмів різної електричної довжини. Вище розглянуто найбільш очевидний спосіб - прямокутний патч. Але крім нього придумано чимало інших форм, що реалізують цей принцип. Наприклад, у квадратних патчах прорізаються щілини, або відрізаються кути.

На рис. 2.28 показано квадратну патч-антену кругової поляризації. Зрізання двох кутів квадрата дає змогу збудити його в поздовжньому і поперечному напрямках і забезпечити необхідний для кругової поляризації фазовий зсув між струмами цих напрямків. Узгодження досягнуто зсувом точки живлення на 16 мм углиб пластини [36].

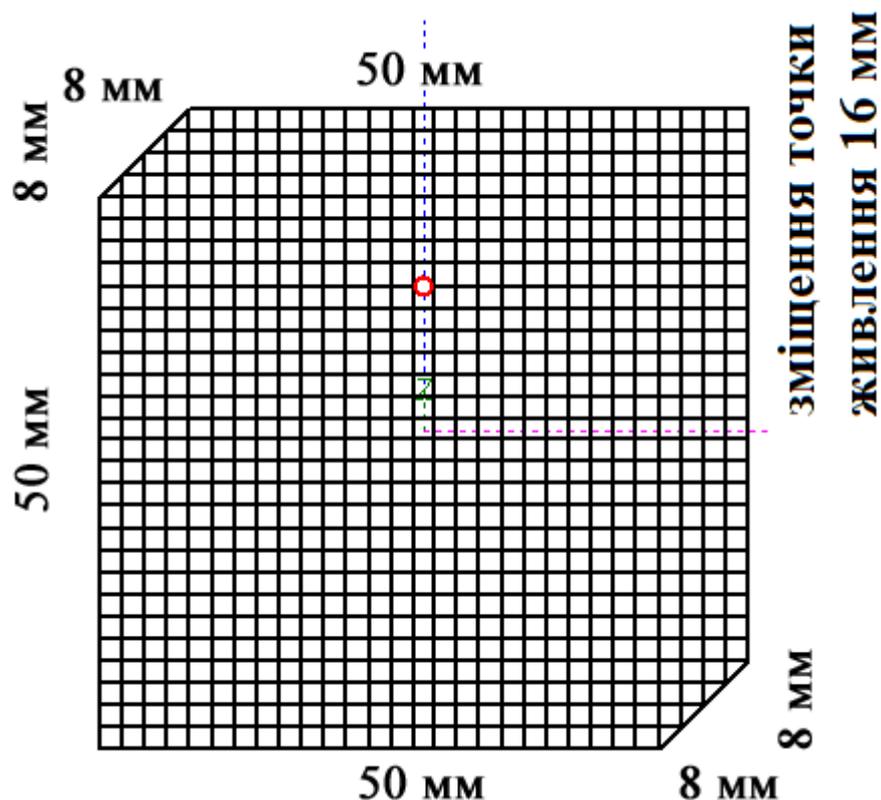


Рисунок 2.28 – Квадратна патч-антена з круговою поляризацією [36]

Розподіл струмів по антені рис. 2.28 показано на рис. 2.29. На рис. 2.29 показаний синусоїдальний розподіл струмів по поверхні квадратного патча для отримання кругової поляризації [36].

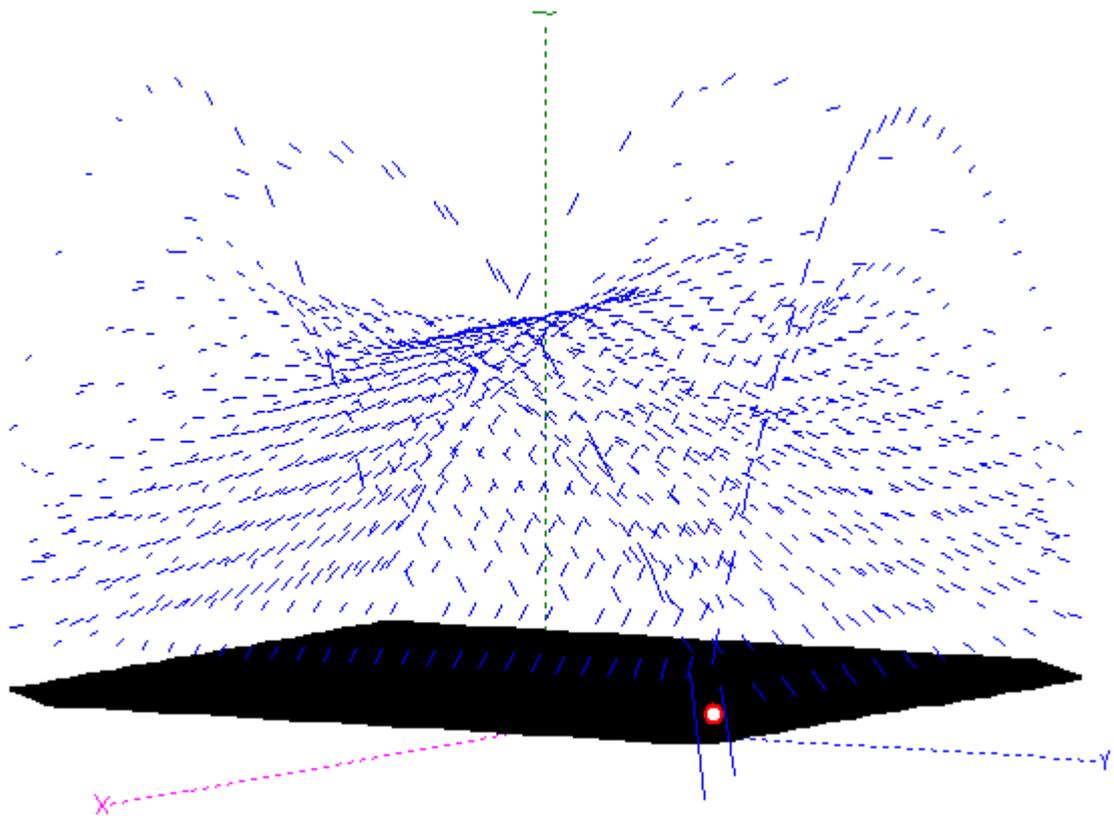


Рисунок 2.29 – Розподіл струмів в квадратній патч-антені з круговою поляризацією [36]

Насамкінець зазначимо, що обрізання кутів не єдиний спосіб змусити патч випромінювати хвилю обертової поляризації. Цих способів вагон і маленький візок. Можна не тільки обрізати кут, а й наростити його. Можна прорізати слот у середині патча. Можна використовувати прямокутний патч, а для узгодження з фідером змістити джерело з осі симетрії до діагоналі. У принципі патч можна використовувати будь-якої форми, найчастіше беруть коло або еліпс, як найбільш вивчені (рис. 2.30) [36]. Це ще не рахуючи канонічного способу з двома джерелами з ортогональними модами. Та й не тільки з двома, можна й чотири джерела. Більшість таких конструкцій розраховано для друкованих плат, що в радіоаматорській практиці, з доступними матеріалами підкладки, не застосовується. Усі ці хитрощі насамперед мають на меті розширити досить вузьку смугу пропускання по AR.

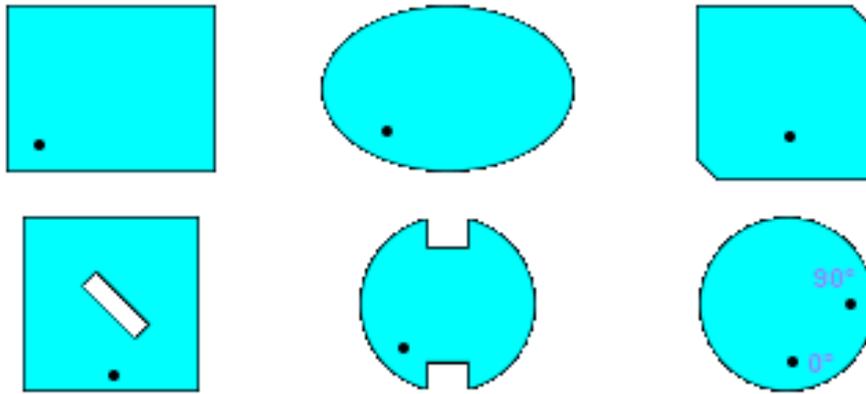


Рисунок 2.30 – Різні геометричні форми патчів і місць підключення живлення для отримання кругової поляризації [36]

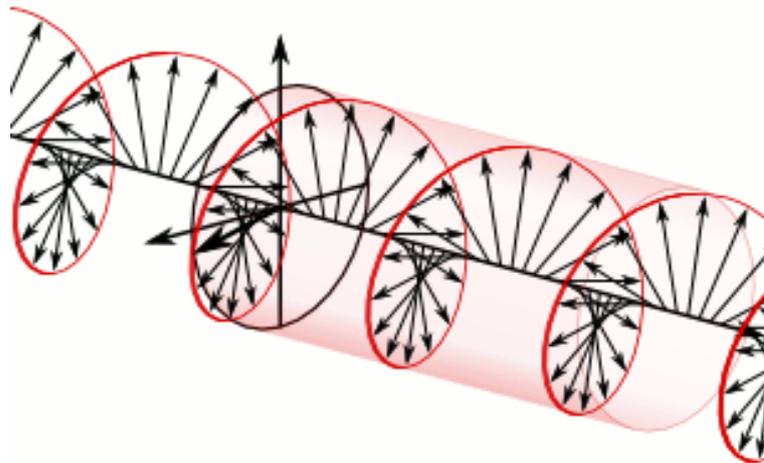
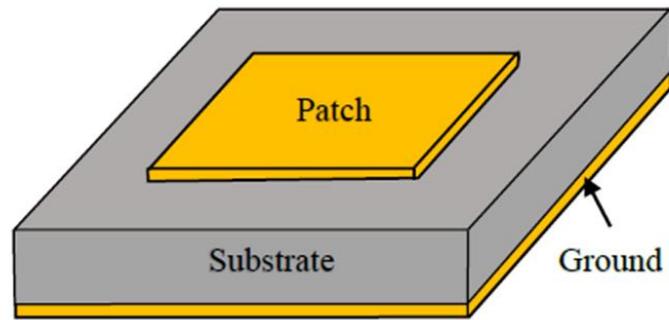


Рисунок 2.31 – Векторна діаграма лівосторонньої кругової поляризації [36]

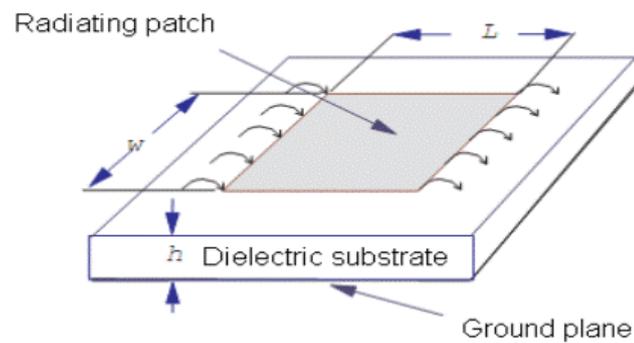
## 2.5 Інші варіанти розширення смуги пропускання патч-антени на РСВ

На рис. 2.32 наведена конструкція мікросмужкової патч антени базової структури [39, 40].

Ширина ( $W$ ) і довжина латки ( $L$ ) розраховані за рівняннями (2.3)-(2.7). Шари заземлення та латки мають мідний матеріал товщиною 0,035 мм ( $h$ ). Потім компонент імітується шляхом встановлення вхідного опору  $50 \Omega$  для узгодження.



(a)



(б)

Рисунок 2.32 – Базова структура мікросмушкової патч антени [39, 40]

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.3)$$

$$\epsilon_{r_{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (2.4)$$

$$L_{eff} = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{r_{eff}}}} \quad (2.5)$$

$$\Delta L = h \times 0.412 \frac{(\epsilon_{r_{eff}} + 0.3) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{r_{eff}} - 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (2.6)$$

$$L = L_{eff} - 2\Delta L \quad (2.7)$$

Де  $c$  - швидкість світла у вакуумі,  $\epsilon_r$  - діелектрична проникність,  $\epsilon_{eff}$  - ефективна діелектрична проникність,  $L_{eff}$  - ефективна довжина,  $\Delta L$  - подовжена довжина. Для проектування лінії передачі нам потрібно лише розрахувати ширину ( $W_0$ ) лінії передачі з рівняння (2.8), оскільки довжина лінії передачі пов'язана зі структурою підкладки і визначається автоматично.

$$Z_c = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left[ \frac{8h}{W_0} + \frac{W_0}{4h} \right] & , \frac{W_0}{h} \leq 1 \\ \frac{120 \pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left[ \frac{W_0}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left( \frac{W_0}{h} + 1.444 \right) \right]} & , \frac{W_0}{h} > 1 \end{cases} \quad (2.8)$$

де  $Z_c$  - характеристичний опір, а для узгодження він має бути 50 Ом.

$$y_0 = \frac{L}{\pi} \cos^{-1} \left( \sqrt{\frac{Z_{in}}{R_{in}(y=0)}} \right) \quad (2.9)$$

$$g = \frac{4.6 \times 10^{-14}}{0.990099} \left( \frac{c}{\sqrt{2\epsilon_{eff}} \times f \times 10^{-9}} \right) \quad (2.10)$$

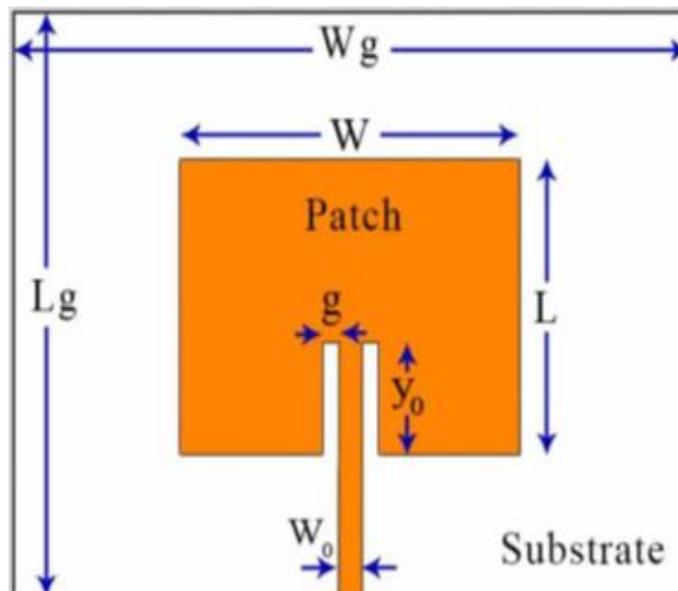


Рисунок 2.33 - Структура класичної мікросмужкової патч-антени



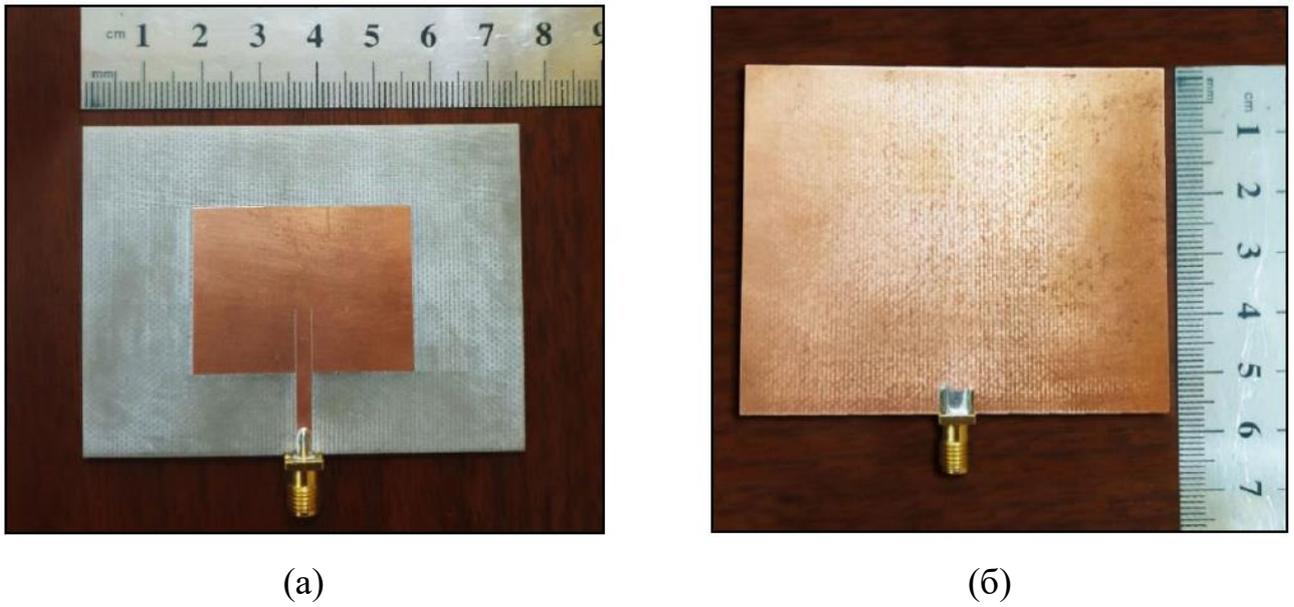


Рисунок 2.35 – Зовнішній вигляд мікросмужкової патч-антени:

(а) вигляд згори; (б) вигляд знизу

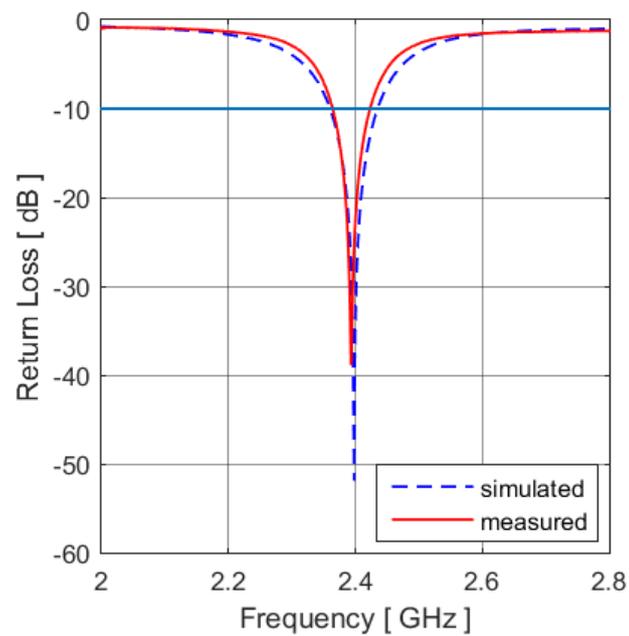


Рисунок 2.36 – Графіки зворотних втрат модельних і експериментальних досліджень

Таблиця 2.4 - Результати моделювання та експериментів запропонованої МПА

Parameters	Simulated	Experimental
Frequency GHz	2.398	2.393
Return loss dB	-51.89	-38.86
Bandwidth MHz	74	58
VSWR	1.005	1.02

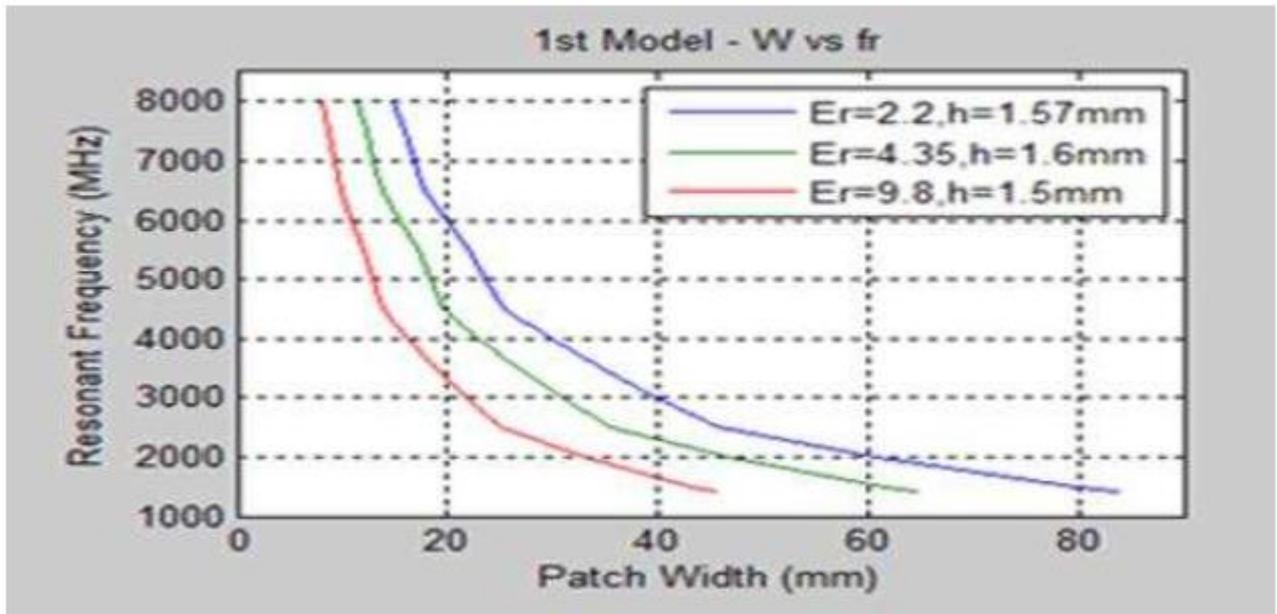


Рисунок 2.37 - Вплив ширини патчу на резонансну частоту

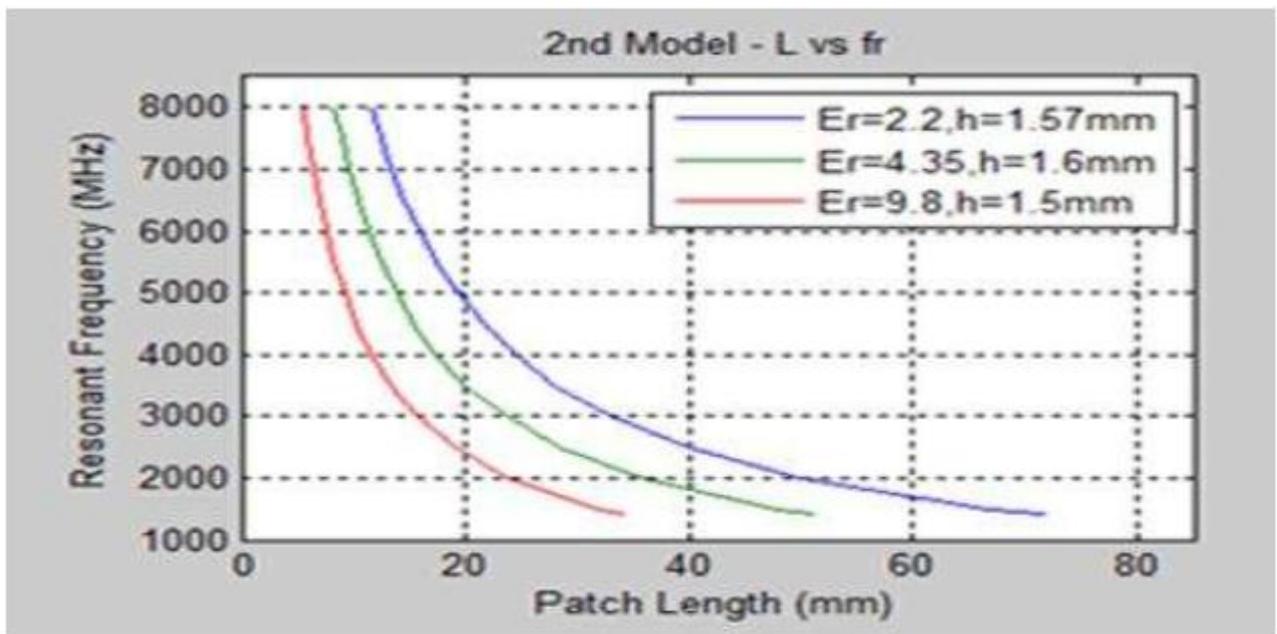


Рисунок 2.38 - Вплив довжини патчу на резонансну частоту

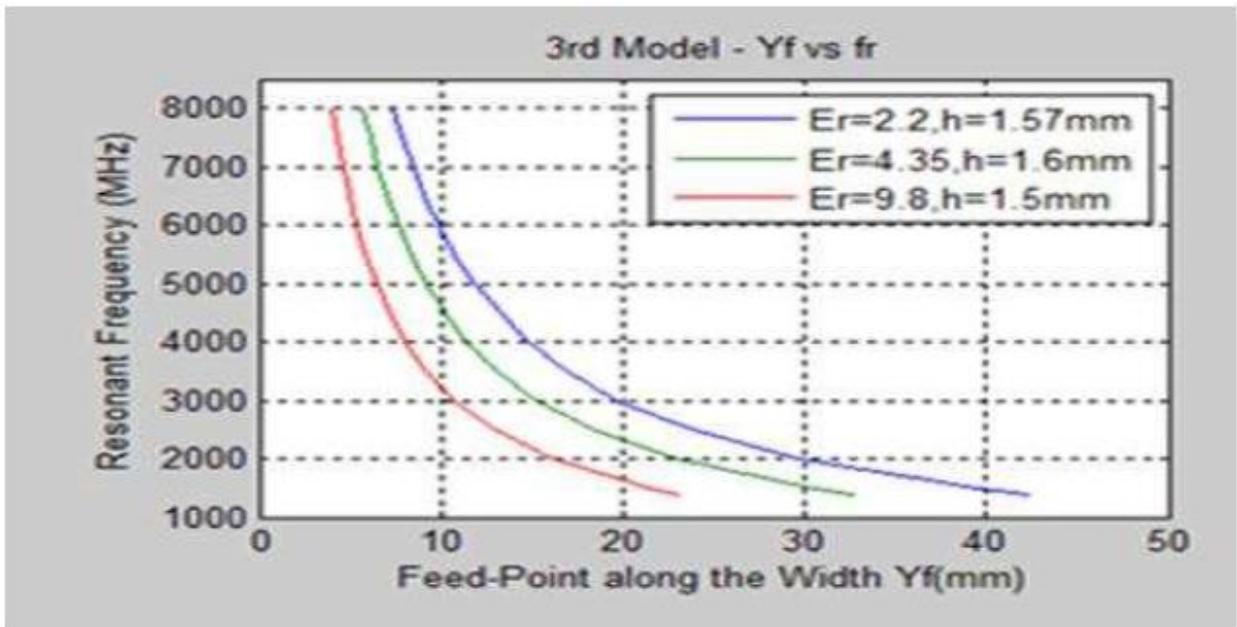


Рисунок 2.39 - Вплив положення точка подачі живлення по ширині патчу

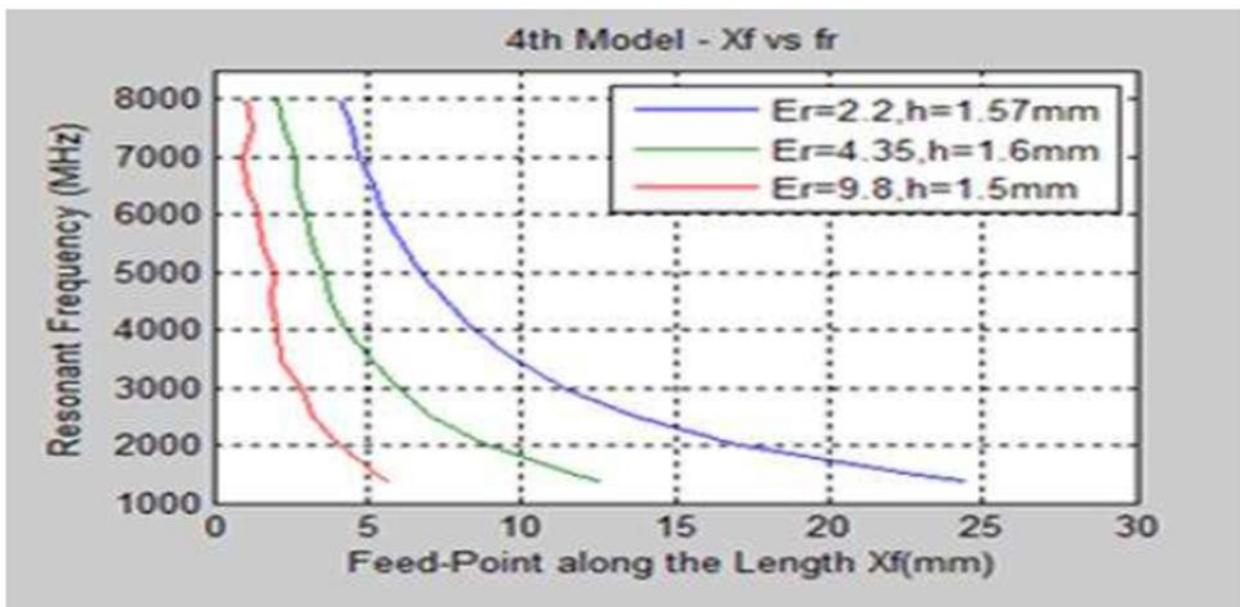


Рисунок 2.40 - Вплив положення точка подачі живлення по довжині патчу

З рисунка 2.37 чітко видно, що різні діелектричні підкладки створюють різні параметричні значення, що призводить до різної продуктивності антени.

При підтримці постійної резонансної частоти 2 ГГц моделювання проводилося за допомогою програмного забезпечення Antenna Magus. У таблиці 34.10 показано параметри змодельованої антени для трьох матеріалів підкладки, а саме: Duroid 5880, FR4 і Alumina.

Таблиця 2.5 – Параметри прямокутної патч антени на 2 ГГц

Antenna Parameters	Dielectric Substrates		
	Duroid 5880	FR4	Alumina
Resonant Frequency (GHz)	2	2	2
Height (h) (mm)	1.57	1.6	1.5
Dielectric Constant ( $\epsilon_r$ )	2.2	4.0	9.8
Patch Width (W) (mm)	59.25	47.40	32.25
Patch Length (L) (mm)	49.27	36.73	23.55
Feed Point along Width (Yf) (mm)	29.63	23.7	16.13
Feed Point along Length (Xf) (mm)	17.03	13.18	9.31
Ground Plane along Width (mm)	118.50	94.81	64.51
Ground Plane along Length (mm)	98.53	73.47	47.10

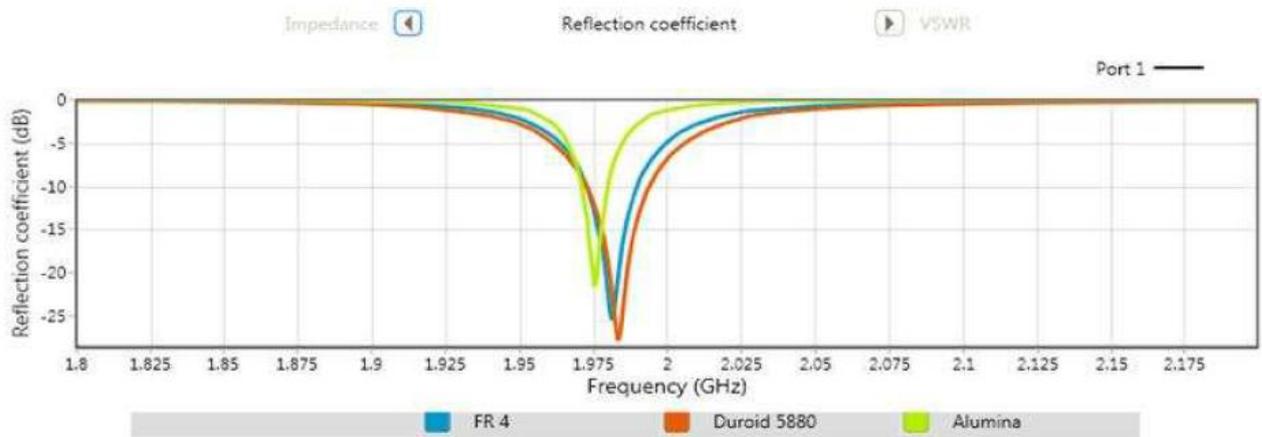
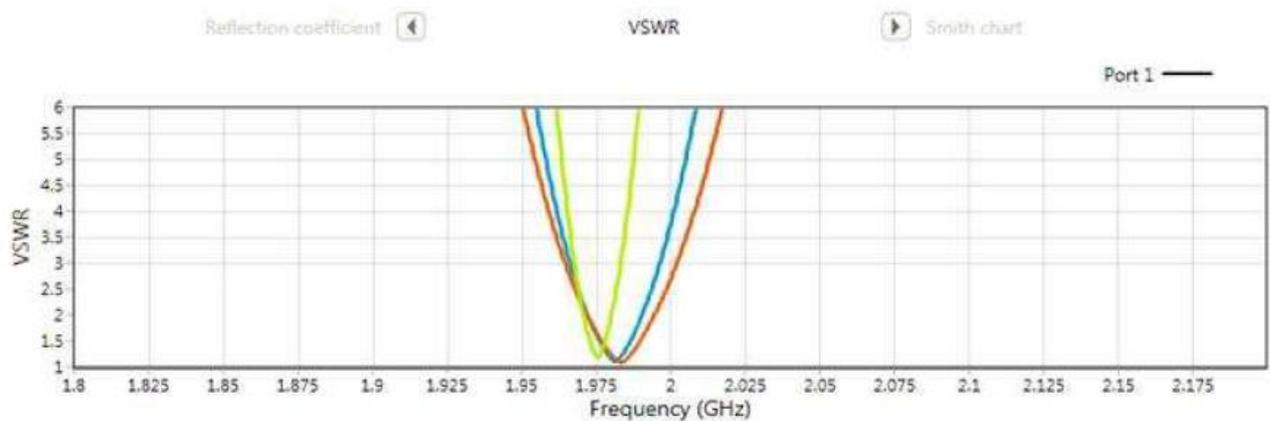
Рисунок 2.41 – Коефіцієнт відбиття  $S_{11}$  для різних діелектричних підкладок

Рисунок 2.42 – Графік КСХ для різних діелектричних підкладок

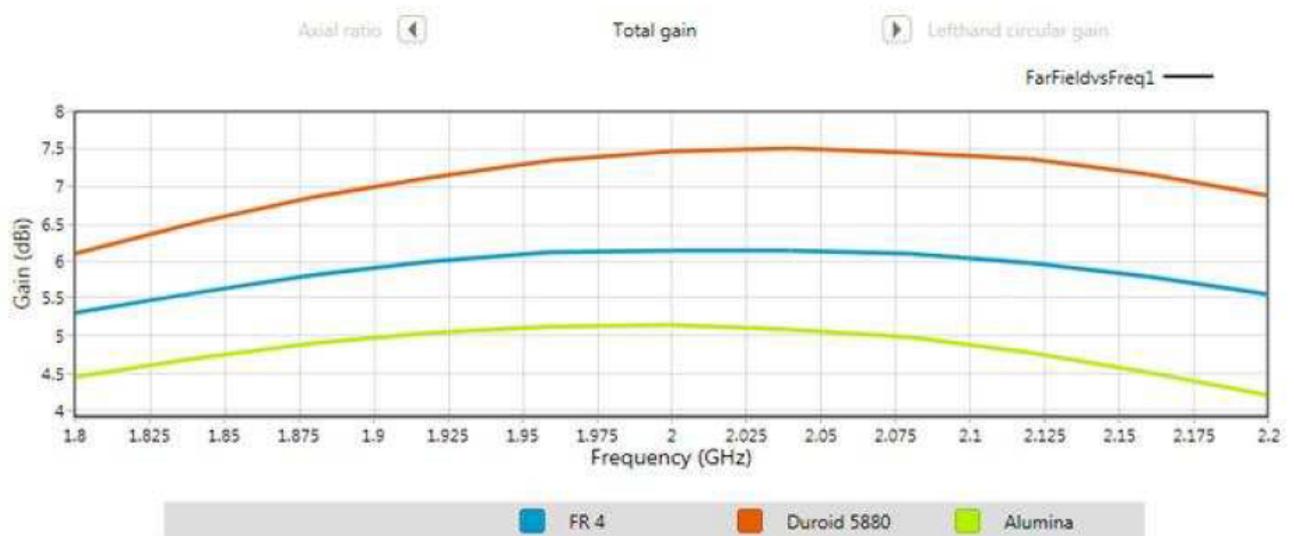


Рисунок 2.43 – Коефіцієнт підсилення для різних діелектричних підкладок

Таблиця 2.6 – Порівняння змодельованих параметрів патч-антени на 2 ГГц для різних діелектричних проникностей

Dielectric Substrates	Dielectric Constants	Gain (dBi)	Peak Impedance ( $\Omega$ )	Minimum VSWR Value	Reflection Coefficient (dB)	Bandwidth where $S_{11} = -10\text{dB}$
Duroid 5880	2.2	7.50661	49.9053	1.08447	-27.8457	21.52 MHz
FR4	4.0	6.15198	48.7713	1.11310	-25.4292	17.33 MHz
Alumina	9.8	5.14271	45.1252	1.18228	-21.5635	8.73 MHz

У процесі проектування ефективної роботи мікросмужкової патч-антени завжди відбувається відбиття потужності, що призводить до виникнення стоячих хвиль, яке характеризується коефіцієнтом стоячих хвиль напруги (КСХН). Оскільки коефіцієнт відбиття коливається в межах від  $-\infty$  до 1, КСХН коливається в межах від 1 до  $\infty$ . Для практичного застосування  $\text{VSWR} = 2$  є прийнятним, оскільки зворотні втрати становитимуть  $-9,54$  дБ.

З результатів моделювання, наведених у таблиці 2.5, чітко видно, що чим вище значення діелектричної проникності, тим нижче коефіцієнт підсилення і ширина смуги пропускання. Максимальний коефіцієнт підсилення  $7,5$  дБ було отримано при використанні матеріалу підкладки Duroid 5880, який має діелектричну діелектричною проникністю  $2,2$ , тоді як при використанні

матеріалу підкладки Alumina коефіцієнт підсилення становив 5,1 дБ. Отримані результати доводять, що використання матеріалу підкладки з меншою діелектричною проникністю при проектуванні МРА призводить до покращення характеристик антени. З цієї статті чітко видно, що матеріал підкладки і, зокрема, діелектрична проникність ефективно визначає характеристики прямокутної мікросмужкової патч-антени.

## 2.6 Висновки до розділу

У цьому розділі було детально розглянуто основні принципи побудови патч-антен та ключові техніки покращення їх характеристик. Аналіз простої патч-антени на РСВ показав, що така структура є компактним та технологічно зручним рішенням, однак її ефективність значною мірою залежить від діелектричних властивостей підкладки та точності виготовлення. Розгляд варіанта з повітряним діелектриком продемонстрував можливість істотно зменшити втрати та підвищити коефіцієнт корисної дії, що робить його привабливим для високочастотних застосувань, зокрема в діапазоні Wi-Fi.

Дослідження різних методів розширення смуги пропускання показало, що традиційна мікросмужкова патч-антена має обмежену ширину робочої смуги, проте її можна збільшити шляхом використання слотів, багат шарових структур, змішаних діелектриків або спеціальних форм резонаторів. Впровадження кругової поляризації дозволяє підвищити стійкість антени до змін орієнтації випромінювача та приймача, а також покращити роботу в умовах багатопроменевого поширення.

Розглянуті альтернативні варіанти оптимізації показали, що поєднання кількох технік — таких як модифікація геометрії, застосування повітряного прошарку та використання додаткових резонансів — дозволяє отримати високопродуктивну антену з розширеною смугою пропускання без істотного ускладнення конструкції.

У підсумку можна стверджувати, що патч-антени залишаються одним із найпривабливіших рішень для сучасних бездротових систем завдяки простоті

виготовлення, низькій вартості та широким можливостям оптимізації. Розглянуті в розділі підходи дають чітке уявлення про шляхи підвищення ефективності таких антен та їх адаптації під конкретні вимоги радіотехнічних застосувань.

## 3 ЕЛЕМЕНТИ ТЕОРІЇ ЛІНІЙНОЇ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ В РЕЖИМІ ОСЬОВОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ

### 3.1 Загальні відомості про лінійні антенні решітки

Системи бездротового зв'язку великої дальності та високої ефективності мають значні перспективи для широкого спектру застосувань Інтернету речей (IoT) у розумних містах. Передові системи бездротового зв'язку, такі як ті, що включають технології масивного багатовходового-багатовиходового (MIMO) та відстеження інтелектуальних антенних систем, стали перспективними рішеннями для підвищення пропускну здатності системи та спектральної ефективності [11]. Одним з ключових аспектів покращення продуктивності бездротової системи є підвищення спрямованості променя антен, чого можна досягти за допомогою спрямованих антен та антенних решіток [12]. Однак, покладаючись виключно на спрямовані антени в системах бездротового зв'язку, можна мати недоліки, такі як наявність задніх пелюсток, незважаючи на низькі рівні бічних пелюсток (SLL) [13]. Крім того, програми реального часу часто вимагають продуктивності керування променем, такого як формування променя, яке включає регулювання різних параметрів антенної решітки, включаючи величину, положення, інтервал та фазу елемента живлення [14]. Ці фактори не демонструють простої лінійної залежності, що робить оптимізацію діаграми спрямованості антенної решітки критичним завданням для дослідників. Крім того, існує компроміс між шириною бічних пелюсток та шириною променя первинного пелюстка в діаграмі спрямованості антенної решітки [15]. Цей компроміс означає, що зменшення лише бічних пелюсток може призвести до ширшої ширини променя первинного пелюстка, що спричиняє зниження ефективності передачі енергії. Таким чином, розробка ефективного та результативного методу синтезу діаграми спрямованості антенної решітки має першорядне значення.

Антенна решітка – це сукупність випромінюючих антенних елементів, розміщених та фазованих таким чином, щоб контролювати діаграму

спрямованості для досягнення бажаних характеристик. Геометричне та електричне розташування антенної решітки влаштовано таким чином, щоб генерувати конструктивні перешкоди в потрібному напрямку, одночасно створюючи деструктивні перешкоди в небажаному напрямку. Як результат, крім забезпечення високої спрямованості, вони також можуть контролювати первинний пелюсток та нулі. Такі характеристики є критично важливими в Інтернеті речей [6], когнітивному радіо [7], фазованій решітці [8], зв'язку п'ятого покоління (5G) 9 та багатьох інших застосуваннях. Антену решітку можна налаштувати різними способами, лінійна антенна решітка (LAA) — це форма антенної решітки, яка використовується в багатьох застосуваннях реального часу завдяки своїй простоті конструкції та механізму живлення. Синтез антенної решітки – це нелінійна та складна для вирішення проблема. Існує багато традиційних способів зменшення рівня напруженості сигналу (SLL) в антенних решітках, включаючи підходи Чебишева [10], біноміального [11] та Тейлора [12]. Градієнтні методи вимагають початкового припущення для досягнення гідного рішення та можуть потрапити в пастку локальних мінімумів [13]. З іншого боку, метаевристичні алгоритми набули популярності завдяки забезпеченню швидких, недорогих та надійних рішень складних задач оптимізації. Порівняно з типовим детерміністичним методом, вони не потребують жодних градієнтних даних та є простими та легкими у реалізації [14].

Оскільки дослідники прагнуть ефективно вирішувати складні реальні проблеми, вони активно досліджують нові підходи до оптимізації, які можуть дати задовільні результати та подолати проблеми, пов'язані із застряганням у локальних мінімумах. Антени є важливими компонентами для кількох застосувань Інтернету речей. Кілька типів антенних решіток, включаючи ті, що використовуються для 5G, Sub-6G, формування променя та зв'язку "точка-точка", знаходять широке застосування в застосунках розумних міст.

### 3.2 Елементи теорії лінійної антенної решітки осьового випромінювання

Антенна решітка осьового випромінювання – це лінійне розташування антенних елементів, яке фокусує максимальне випромінювання вздовж лінії або осі самих антен. Цей механізм випромінювання принципово відрізняється від антенної решітки бічного випромінювання, де основний напрямок випромінювання перпендикулярний до осі решітки (осі розташування елементів решітки).

Основні характеристики антенної решітки осьового випромінювання:

- 1) Напрямок випромінювання - головна пелюстка діаграми спрямованості рухається паралельно фізичній лінії, на якій розміщені елементи, що є напрямком «торцевого розташування».
- 2) Фазування - для досягнення цього спрямованого випромінювання окремі елементи в решітці живляться певною прогресивною різницею фаз. Різниця фаз між сусідніми елементами повинна дорівнювати їх фізичному розташуванню з точки зору довжин хвиль (наприклад, якщо елементи розділені відстанню  $d$ ), існує відповідна різниця фаз ( $\alpha = \pm\beta d$ ), де  $\beta$  – це хвильове число).
- 3) Спрямованість – антенні решітки з торцевим розташуванням антенних елементів забезпечують високу спрямованість і можуть досягти односпрямованої діаграми спрямованості з головною пелюсткою і незначними бічними пелюстками, що корисно для зв'язку точка-точка.
- 4) Застосування - антенні решітки осьового випромінювання використовуються в різних сферах застосування, зокрема в системах позиціонування ракет та безпілотних літальних апаратів, а також для мобільних терміналів міліметрового діапазону 5G, де необхідний сфокусований промінь.

Отже, LAA – це специфічна конфігурація конструкції решітки, де випромінювальні елементи розташовані в лінійній послідовності. Таке розташування зазвичай включає парну кількість випромінюючих антен ( $2N$ ), вирівняних у лінійній послідовності вздовж осі  $Z$ , як показано на рис. 3.1.

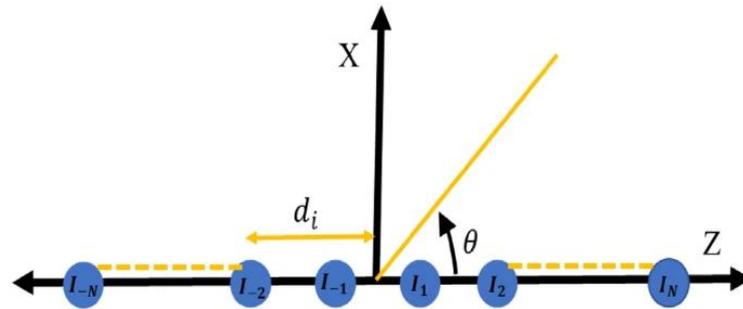


Рисунок 3.1 – Структура антенної решітки осевого випромінювання

Коефіцієнт решітки (AF) для таких розташування можна математично сформулювати наступним чином:

$$AF(I_n, z_n) = 2 \sum_{n=1}^N E_n \cos \{ \beta z_n [\cos(\theta) - 1] \} \quad (3.1)$$

Основною метою дослідження є зменшення рівня напруженості сигналу (SLL) при одночасному збільшенні спрямованості. Цього можна досягти шляхом прогнозування регульованої величини та/або розташування елементів решітки для цільової функції

$$OF = \frac{|AF(E_n, z_n, \theta)|}{|AF(E_n, z_n, \theta_0)|} + \frac{1}{DIR(E_n, z_n, \theta_0)} \quad (3.2)$$

Початкова частина OF пов'язана з коефіцієнтом спрямованості ( $S_{LL}$ ), тоді як друга частина зосереджена на досягненні високої спрямованості. У бездротовому зв'язку метою є не лише мінімізація SLL, але й досягнення оптимальної спрямованості. Покращення спрямованості призводить до вузької ширини першого нульового променя (FNBW). Отже, зменшення комбінованої OF призводить до сприятливих умов низького рівня тиску, вузької FNBW та сильної спрямованості.

Відома антена Yagi-Uda є поширеним прикладом антенної решітки з торцевим випромінюванням, що використовує керований елемент, відбивач та директори для формування променя.

На рис 3.2(а) показано базову архітектуру  $N$ -елементної антени з торцевим розташуванням елементів, що складається з дипольних антен.  $N$  означає кількість антенних блоків.  $d$  – відстань між елементами антени. Зазвичай  $d = M \cdot \lambda/4$ , де  $M = 1, 2, 3, \dots$  [21], а  $M$  – це ціле число для опису відстані  $d$ . Коли  $M = 1$ , можна реалізувати антенну решітку з торцевим розташуванням елементів: спіральну антену, як у посиланням [26]. Тим не менш, коли  $M = 2$ , було виявлено новий і простий метод проектування антени з торцевим розташуванням елементів, який означає, що, коли елементи антени знаходяться на відстані  $\lambda/2$  один від одного, просту антенну решітку з торцевим розташуванням елементів можна легко спроектувати та побудувати без узгодження мереж між елементами антени.

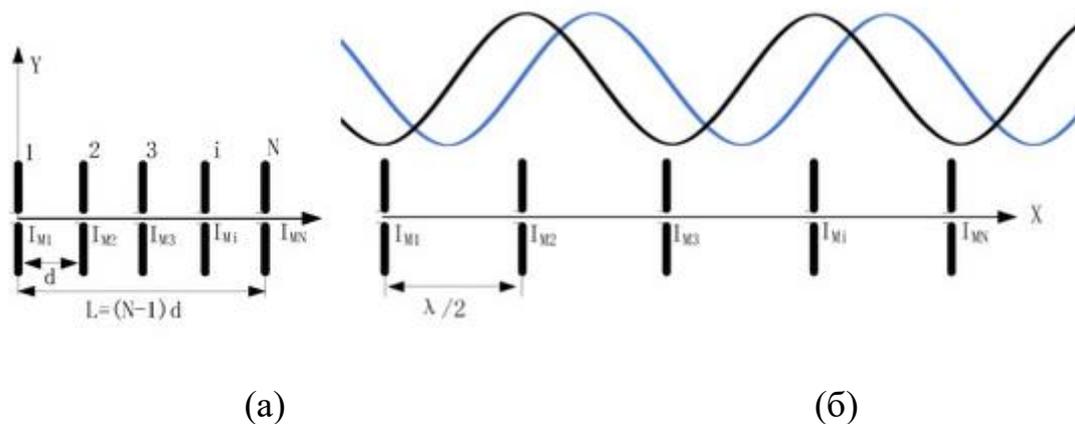


Рисунок 3.2 -  $N$ -елементна антена з торцевим розташуванням елементів, що складається з дипольних антен (а), та мінімальні радіохвильові відстані або найкраща ізоляція, коли елементи антени розташовані на відстані  $\lambda/2$  один від одного (б)

З рис. 3.2(б) видно, що оскільки елементи антени розташовані на відстані  $\lambda/2$  один від одного, радіочастотні сигнали, що приймаються або надсилаються від сусідніх елементів антени, знаходяться в протифазі. Для електромагнітних

сигналів з відстанню, що дорівнює половині довжини хвилі, вони посилюються в напрямку осі  $+X$ , одночасно компенсуючи в напрямку осі  $-X$ . Це є причиною, чому торцева антена може бути побудована без узгоджувальних мереж, коли дві дипольні антени розміщені на відстані  $\lambda/2$ . Ось чому елементи антени можуть бути з'єднані безпосередньо разом, утворюючи торцеву антенну решітку без будь-яких узгоджувальних мереж імпедансу.

Правило, що антенну решітку з торцевим розташуванням елементів можна побудувати без узгоджувальних мереж, коли сусідні елементи знаходяться на відстані  $\lambda/2$  один від одного, також можна довести за допомогою більш ретельного аналізу, наступним чином.

Перш за все, розглянемо першу антену з торцевим випромінюванням: два дипольні елементи антени розташовані на відстані  $\lambda/2$  один від одного, і між ними не вставлено допоміжний дипольний елемент, як показано на рис. 3.3 (а,б). На рис. 3.3(а), на частоті 2,4 ГГц з матеріалом друкованої плати Rogers 4350 такі розміри  $L = d$ ,  $d = 2,3$  см,  $M = 2$ ,  $N = 2$ .

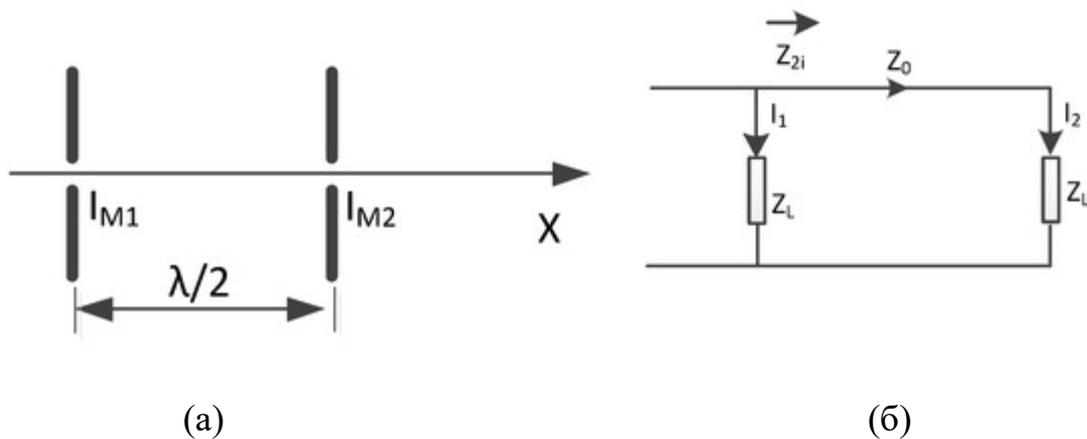


Рисунок 3.3 - Два елементи дипольної антени розташовані на відстані  $\lambda/2$  один від одного без допоміжних елементів дипольної антени (а); еквівалентна електрична схема математичної моделі системи (б)

У цій схемі характеристичний імпеданс лінії передачі  $Z_0$  майже дорівнює навантаженню дипольної антени  $Z_L$ .

Згідно з теорією ліній передачі та теорією струму елементів для послідовно живлених мікросмужкових решіток [27, 28], після лінії передачі  $\lambda/2$  вхідний імпеданс  $R_L$  залишається незмінним. Згідно з теорією схемної моделі, співвідношення імпедансів таке:  $Z_{2i}:Z_L = 1:1$ ; отже, співвідношення струмів двох дипольних антен можна отримати наступним чином:  $I_1:I_2 = 1:1$ .

Отже, функцію множника решітки можна описати наступним чином

$$f(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\sin\theta\right)}{\cos\theta} * \left| 2 \cos\left(\frac{\pi}{2}(1 - \cos\theta)\right) \right| \quad (3.3)$$

У рівнянні (3.3), множник  $\cos\left(\frac{\pi}{2}\sin\theta\right)/\cos\theta$  – це діаграма спрямованості дипольної антени, а решта – діаграма спрямованості решітки. Крім того, діаграма посилення двоелементної решітки дипольної антени з торцевим розташуванням в площині Н показана на рис. 3.4.

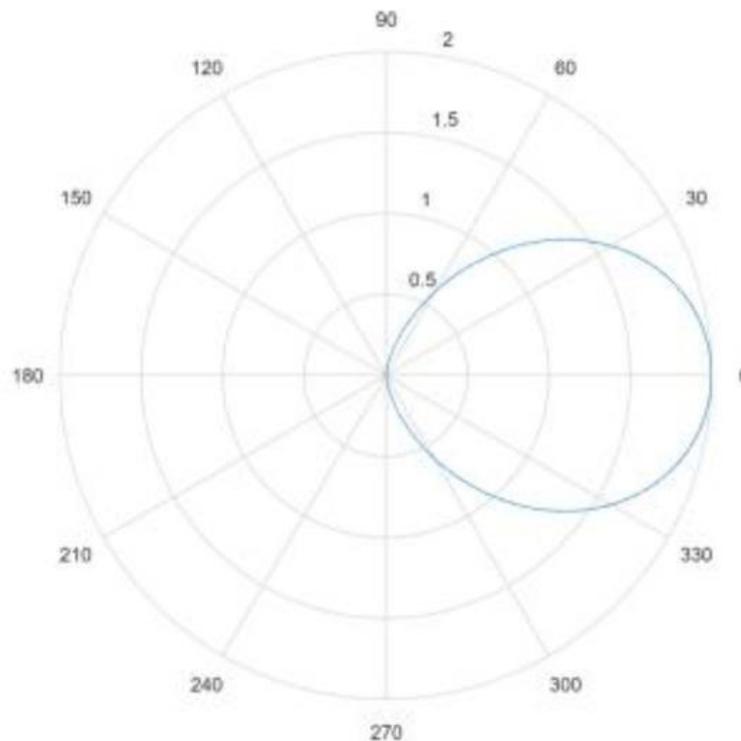


Рисунок 3.4 – Діаграма коефіцієнта підсилення двоелементної дипольної антенної решітки з торцевим розташуванням антени без допоміжної дипольної антени в площині Н

По-друге, розглянемо другий випадок антени з торцевим розташуванням антени: два дипольні елементи антени розташовані на відстані  $\lambda/2$  один від одного, а один допоміжний дипольний елемент,  $I_{M3}$ , вставлений між ними, як показано на рис. 3.5. На рис. 3.5(a), на частоті 2,4 ГГц з матеріалом друкованої плати Rogers 4350,  $L = d$ ,  $d = 2,3$  см,  $M = 2$ ,  $N = 2$ .

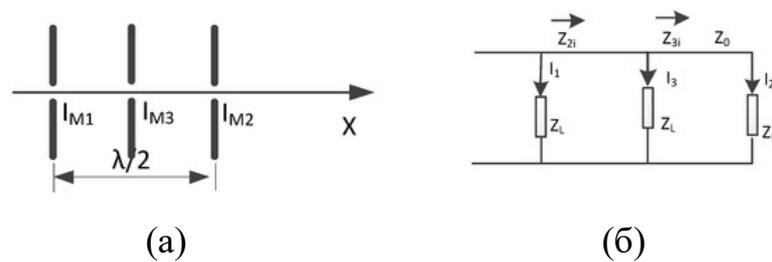


Рисунок 3.5 - Два елементи дипольної антени розташовані на відстані  $\lambda/2$  один від одного з 1 допоміжним елементом дипольної антени (а); еквівалентна електрична схема математичної моделі системи (б)

Згідно з теорією схеми, співвідношення імпедансів таке:  $Z_{2i}:Z_{3i}:Z_L = 2:1:1$ ; отже, співвідношення струмів трьох дипольних антен можна отримати наступним чином:  $I_1:I_3:I_2 = 4:1:1$ .

Отже, функцію шаблону масиву можна отримати наступним чином:

$$f(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\sin\theta\right)}{\cos\theta} * \sqrt{\left(5\sin\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right) + 1\right)^2 + 3\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)^2} \quad (3.4)$$

У рівнянні множник  $\cos\left(\frac{\pi}{2}\sin\theta\right)/\cos\theta$  – це діаграма спрямованості дипольної антени, а решта – це діаграма спрямованості решітки. Крім того, діаграма підсилення двоелементної решітки дипольної антени з торцевим розташуванням в площині  $H$  показана на рис. 3.6.

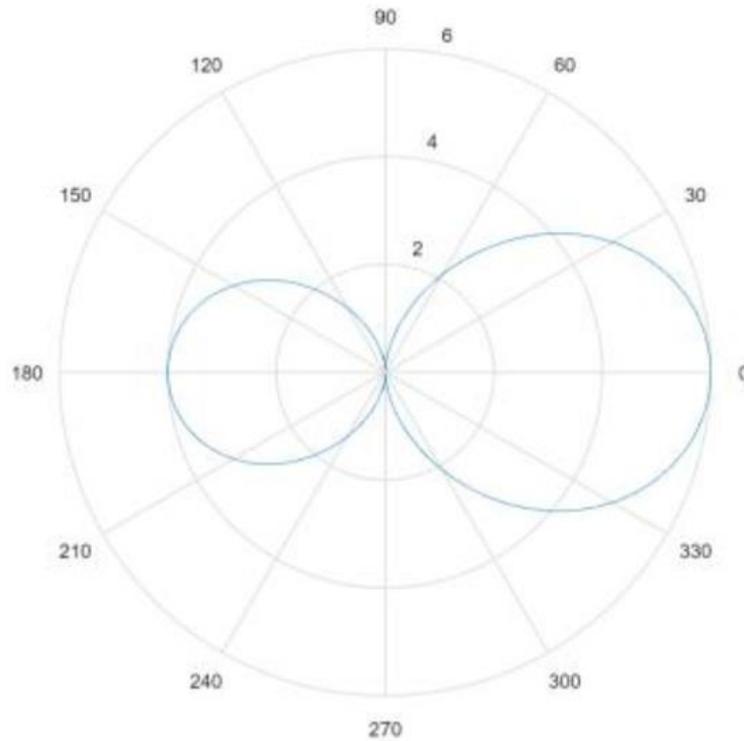


Рисунок 3.6 – Діаграма підсилення двоелементної дипольної антенної решітки з кінцевим розташуванням антени та 1 допоміжною дипольною антеною в площині Н

По-третє, розглянемо третій випадок антени з торцевим розташуванням антен: два дипольні елементи антени розташовані на відстані  $\lambda/2$  один від одного, а два допоміжні дипольні елементи,  $I_{M3}$  та  $I_{M4}$ , вставлені між ними, як показано на рис. 3.7. На рис. 3.7(а), на частоті 2,4 ГГц з матеріалом друкованої плати Rogers 4350,  $L = d$ ,  $d = 2,3$  см,  $M = 2$ ,  $N = 2$ .

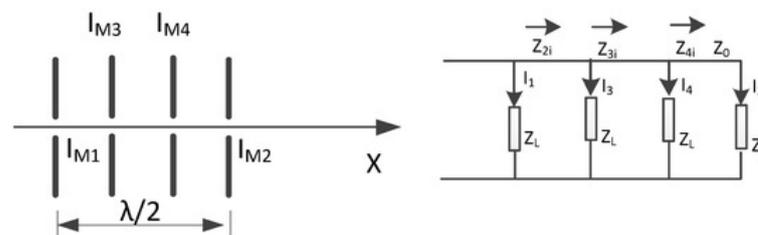


Рисунок 3.7 – Два елементи дипольної антени розташовані на відстані  $\lambda/2$  один від одного з 2 допоміжними елементами дипольної антени (а); еквівалентна електрична схема математичної моделі системи (б)

Згідно з теорією електричної схеми, співвідношення імпедансів таке:  $Z_{2i}:Z_{3i}:Z_{4i}:Z_L = (1,47 + j0,52):(1,14 + j0,74):1:1$ ; отже, співвідношення струмів чотирьох дипольних антен можна отримати наступним чином:  $I_1:I_3:I_4:I_2 = (5,55 + j4,4):(2,29 + j1,48):1:1$ .

Отже, функцію множника решітки можна описати таким чином

$$f(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\sin\theta\right)}{\cos\theta} * \left| e^{-j\frac{\pi}{2}\cos\theta} + \frac{2,29 + 1,48j}{5,55 + 4,4j} e^{-j\frac{\pi}{6}\cos\theta} + \frac{1}{5,55 + 4,4j} e^{j\frac{\pi}{6}\cos\theta} + \frac{1}{5,55 + 4,4j} e^{j\frac{\pi}{2}\cos\theta} \right| \quad (3.5)$$

У рівнянні (3.5),  $\cos\left(\frac{\pi}{2}\sin\theta\right)/\cos\theta$  – це діаграма спрямованості дипольної антени, а решітка – діаграма спрямованості антенної решітки. Крім того, діаграма посилення двоелементної дипольної антенної решітки з торцевим розташуванням антени та двома допоміжними дипольними антенами в площині Н показана на рис. 3.8.

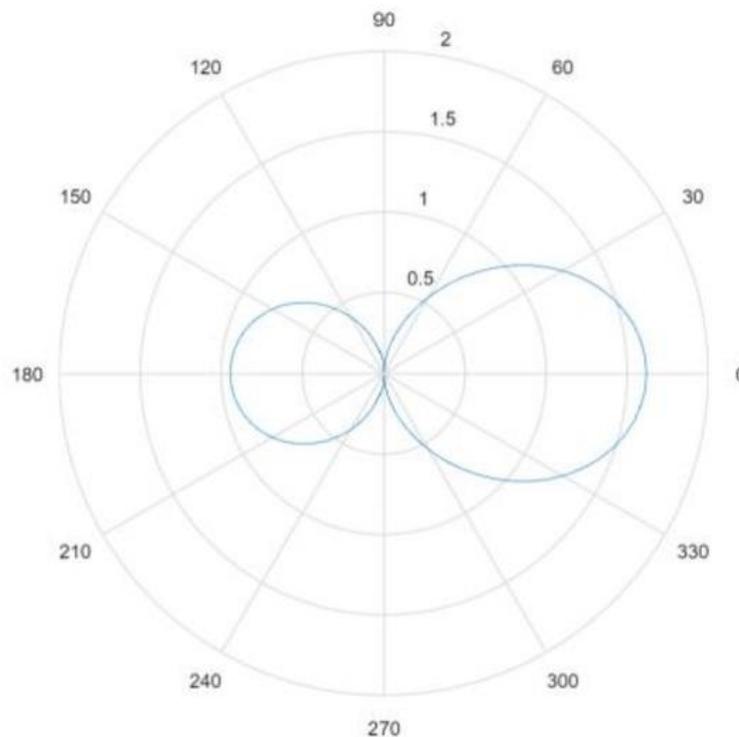


Рисунок 3.8 – Діаграма підсилення двоелементної дипольної антенної решітки з торцевим розташуванням антени та двома допоміжними дипольними антенами в площині Н

### 3.3 Дослідження функції множника системи лінійної антенної решітки осьового випромінювання

Робота з торцевим випромінюванням встановлюється, коли напрямок випромінювання основного променя залежить від різниці фаз  $\alpha$  між елементами решітки. Отже, можна спрямовувати основний промінь у будь-якому напрямку, змінюючи  $\alpha$  між елементами. Почнемо з розгляду лінійної антенної решітки, що складається з  $N$  елементів, рівномірно розташованих на відстані  $d$  один від одного. Напрямок хвилі описується кутом  $\theta$  між променями та нормаллю решітки. Отже, коефіцієнт решітки  $AF(\theta)$  для приймальної лінійної антенної решітки задається формулою

$$AF(\theta) = \sum_{i=0}^{N-1} w_n e^{j k n d \sin(\theta)} \quad (3.6)$$

де  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$  - це хвильове число, а  $\lambda$  - це довжина хвилі [28]. Фаза  $\alpha$  регулюється шляхом включення фазового коефіцієнта  $e^{j k n d \sin(\theta_0)}$  - до ваги елемента,  $w_n$ . Якщо бажаний кут повороту дорівнює  $\theta_0$ , різниця фаз повинна бути скоригована таким чином, щоб при  $\theta = \theta_0$

$$\psi = k d \sin \theta + \alpha = k d \sin \theta_0 + \alpha = 0 \quad (3.7)$$

таким чином,

$$\alpha = -k d \sin \theta_0 \quad (3.8)$$

Нормалізована функція множника системи визначається як

$$AF_n = \frac{\cos\left(N\pi \frac{d}{\lambda} (\sin \theta - \sin \theta_0)\right)}{N\pi \frac{d}{\lambda} (\sin \theta - \sin \theta_0)} \quad (3.9)$$

Отже, для  $\psi = 0$ , операції з кінцевим вибухом при  $\theta_0 = 90^\circ$  та  $\theta = -90^\circ$  відповідно, різниця фаз  $\alpha$  між двома сусідніми елементами становить [28, 29]

$$\alpha = -kd \sin(90^\circ) = -kd \quad (3.10)$$

і

$$\alpha = -kd \sin(-90^\circ) = kd \quad (3.11)$$

Для ефективної роботи торцевого випромінювання необхідне високе співвідношення передньої та задньої частинок. Це досягається шляхом зменшення появи пелюсток решітки до рівня нижче нуля. Згідно з теорією антен, пелюстки решітки виникають щоразу, коли аргумент  $\psi$  є цілим числом, кратним  $2\pi$ . Тому при роботі торцевого випромінювання пелюстки решітки виникають для

$$\frac{d}{\lambda} [\sin(\theta) - 1] = n, n \in N \quad (3.12)$$

Для багатодіапазонної лінійної антенної решітки ми могли б розмістити елементи на відстані однієї довжини хвилі один від одного, перш ніж ми побачимо будь-які ефекти пелюсток решітки. Однак для лінійної антенної решітки з торцевим розташуванням випромінювання максимально допустима відстань між елементами зменшується до половини довжини хвилі, щоб запобігти появі пелюсток решітки. Якщо ми зменшимо відстань між

елементами ще більше, менш ніж на половину довжини хвилі, пелюстка решітки при  $\theta = -90^\circ$  стане менш помітною.

### 3.4 Багатодиректорні дискові антени

На сьогоднішній день широке застосування на практиці отримали багатодиректорні дискові антени, в яких як директори використані патч-антени. На рис. 2.16 показана багатоелементна директорна антена за структурою Uda-Yagi, в якій як директори використані прямокутні патч-антени. Інший варіант – це використання круглих патч-антен як директорів (рис. 3.9).



Рисунок 3.9 – Багатоелементна дискова антена за структурою Uda-Yagi (Disk-Yagi)

Стрижень з масивом дискових пасивних елементів є поверхнево-хвильовою структурою, що працює в режимі повільних хвиль. За принципом роботи такий «хвильовий канал» аналогічний масиву лінійних пасивних елементів Яги-Уда. Тому пасивні диски можна замінити лінійними директорами, але тільки для лінійно поляризованої хвилі. Принципова відмінність BDM від Яги-Уда – це різниця в активному елементі. В BDM

активним елементом є патч-антена, утворена двома першими найбільшими дисками. Як ми вже говорили, такий випромінюючий патч можна представити як «повітряну петлю, що випромінює» по краю зазору між дисками в якій протікає «магнітний струм». У цьому полягає принципова відмінність патча від електричного лінійного диполя, і він має низку переваг:

- 1) Конструкція не вимагає використання балуна.
- 2) Для технології МІМО потрібні дві антени з Х-поляризацією. Така конструкція дозволяє об'єднати дві такі антени в одну, що дозволяє заощадити на матеріалах.
- 3) Невеликі зміни в конструкції патчу дозволяють перетворити цю антену на антену з круговою поляризацією. Однак в історії з місяцеходом, де також використовувалася кругова поляризація, як активний елемент виступала спіральна антена.

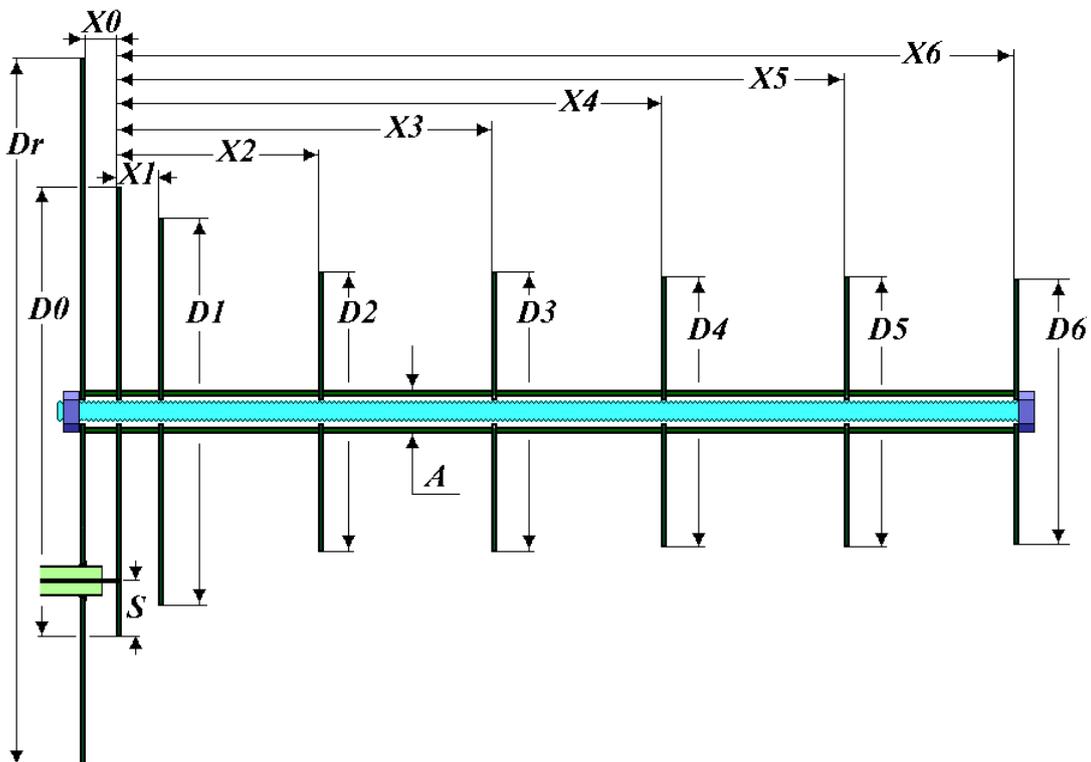


Рисунок 3.10 – Схематичне зображення поперечного перерізу багатоелементної дискової антени

У таблиці 3.1 наведені розміри елементів конструкції багатоелементної дискової антени для різних частотних діапазонів LTE (LTE Band). Типова діаграма випромінювання восьми-елементної дискової антени показана на рис. 3.11.

Таблиця 3.1 – Розміри елементів конструкції багатоелементної дискової антени

Розмір [мм]	Діапазон частот LTE (LTE Band) [МГц]						
	800	900	1800	2100	2300	2400	2600
<b>X0</b>	16	13	7	6	5	5	5
<b>X1</b>	18	16	9	8	7	7	7
<b>X2</b>	89	78	41	35	32	31	29
<b>X3</b>	165	145	77	66	60	58	54
<b>X4</b>	240	211	111	96	87	84	79
<b>X5</b>	320	282	149	129	116	112	105
<b>X6</b>	395	348	185	160	145	139	130
<b>Dr</b>	312	270	145	126	115	109	102
<b>D0</b>	198	176	91	79	71	69	64
<b>D1</b>	171	151	80	69	62	60	56
<b>D2</b>	123	108	57	49	45	43	40
<b>D3</b>	123	108	57	49	45	43	40
<b>D4</b>	120	106	55	47	44	42	39
<b>D5</b>	120	106	55	47	44	42	39
<b>D6</b>	117	104	54	46	42	41	38
<b>S</b>	35	31	17.5	14.5	14.5	13.5	12
<b>A</b>	16	14	10	8	8	8	8

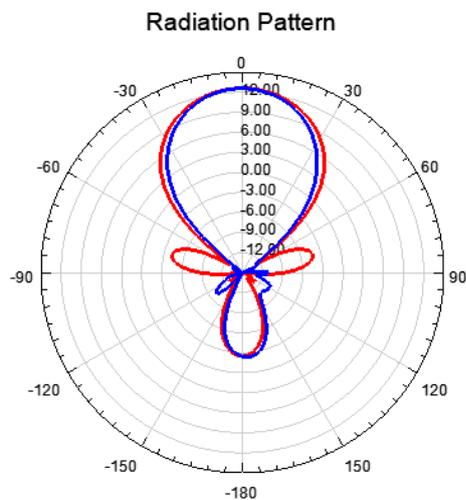


Рисунок 3.11 – Типова діаграма випромінювання восьми-елементної дискової антени

### 3.5 Висновки до розділу

У цьому розділі було проведено систематичний аналіз принципів побудови та роботи лінійних антенних решіток, а також особливостей їх функціонування у режимі осьового випромінювання. Розгляд загальних відомостей про лінійні антени та решітки дозволив виявити базові закономірності їх роботи, зокрема залежність діаграми спрямованості від кількості елементів, їх просторового розташування та типу підживлення. Було показано, що застосування антенної решітки порівняно з одиничним елементом забезпечує підвищення коефіцієнта спрямованості, кращий контроль над шириною головної пелюстки та можливість формування потрібної просторової структури поля.

У підрозділі, присвяченому теорії решітки осьового випромінювання, розглянуто умови, за яких максимальна інтенсивність випромінювання спрямована вздовж осі решітки. Проаналізовано роль амплітудного та фазового розподілу струмів, а також вплив взаємного розташування елементів на формування головного пелюстка та рівень бічних пелюсток. Показано, що правильний вибір кроку між елементами забезпечує відсутність небажаних ґраткових пелюсток та дає можливість оптимізувати характеристики спрямованості.

У межах дослідження функції множника системи було детально проаналізовано вплив структурних параметрів решітки на її діаграму спрямованості. Доведено, що множник решітки є ключовим інструментом для аналітичного опису сукупного ефекту взаємодії елементів і дозволяє точно визначати положення максимумів та мінімумів випромінювання. Встановлено залежності, які дозволяють оцінювати якість формування осьового променя, рівномірність розподілу поля та вплив амплітудно-фазового збудження на ефективність решітки.

У підсумку, розглянуті теоретичні підходи та методи аналізу утворюють комплексне уявлення про роботу лінійних антенних решіток у режимі осьового

випромінювання. Вони створюють основу для оптимального проектування решіток із заданими характеристиками, дозволяючи ефективно керувати просторовим розподілом випромінювання та покращувати параметри антенних систем у сучасних радіотехнічних застосуваннях.

## 4 КОМП'ЮТЕРНЕ ПРОЕКТУВАННЯ ТА МОДЕЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ БАГАТОЕЛЕМЕНТНОЇ ЛІНІЙНОЇ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ В РЕЖИМІ ОСЬОВОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ

4.1 Комп'ютерне проектування та модельне дослідження 10-елементної лінійної антенної решітки з дисковими директорами

Загальна структура багатоелементної лінійної антенної решітки в режимі осьового випромінювання для комп'ютерного проектування показана на рис. 4.1.

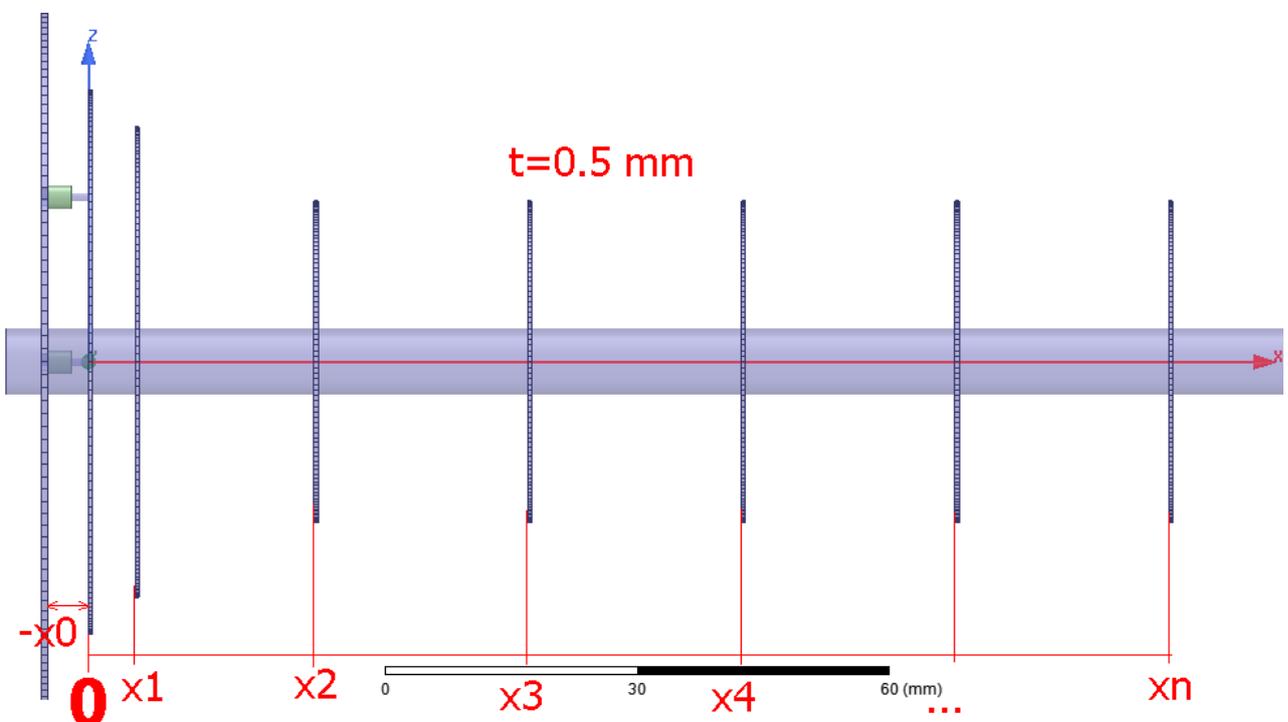


Рисунок 4.1 – Загальна структура багатоелементної лінійної антенної решітки в режимі осьового випромінювання

Живлення багатоелементної лінійної антенної решітки буде здійснене коаксіальним кабелем із хвильовим опором 50 Ом. Діаграма підключення точки живлення в програмі ANSYS HFSS показана на рис. 4.2. Зовнішній вигляд 10-елементної лінійної антенної решітки в програмі ANSYS HFSS показаний на рис. 4.3.

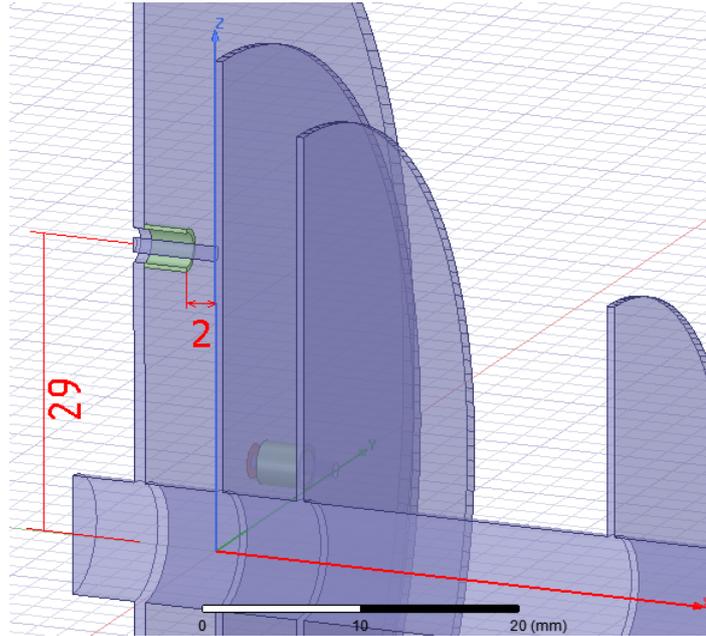


Рисунок 4.2 – Діаграма підключення точки живлення в програмі ANSYS HFSS

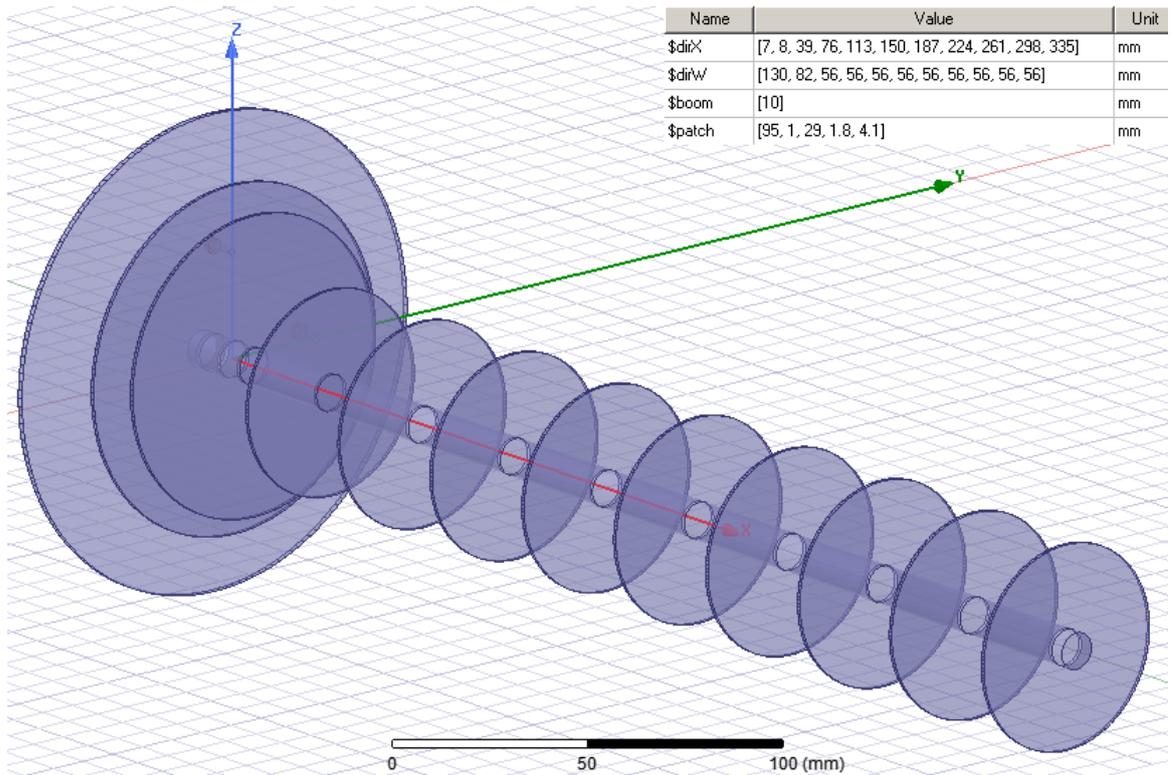


Рисунок 4.3 – Зовнішній вигляд 10-елементної лінійної антенної решітки в програмі ANSYS HFSS

На рис. 4.4 показаний графік частотних характеристик активної та реактивної складових комплексного вхідного опору, а на рис. 4.5 показаний Графік частотної характеристики коефіцієнта стоячої хвилі по нарузі.

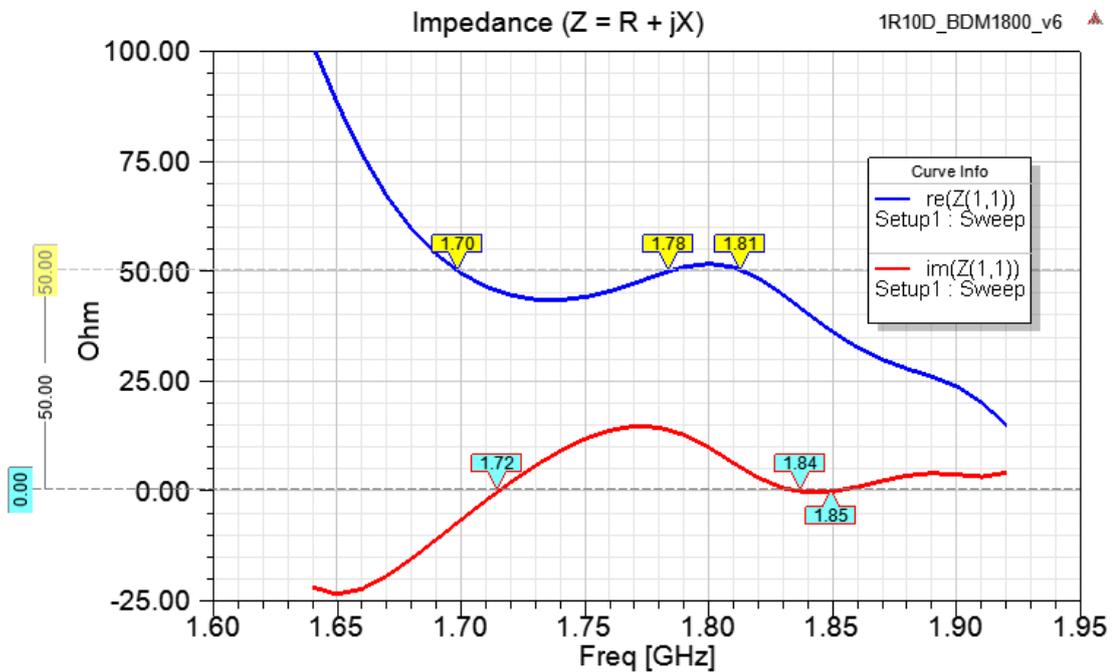


Рисунок 4.4 – Графік частотних характеристик активної та реактивної складових комплексного вхідного опору 10-елементної лінійної антенної решітки в програмі ANSYS HFSS

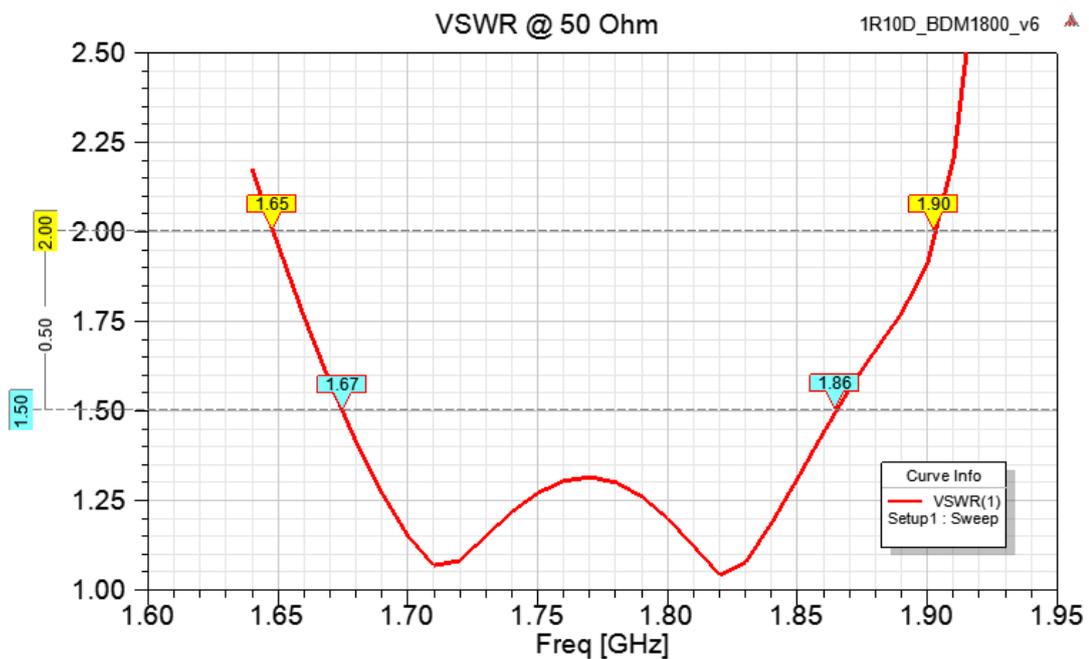


Рисунок 4.5 – Графік частотної характеристики коефіцієнта стоячої хвилі по нарузі 10-елементної лінійної антенної решітки в програмі ANSYS HFSS

На рис. 4.6 показана діаграма спрямованості 10-елементної лінійної антенної решітки, яка побудована в програмі ANSYS HFSS.

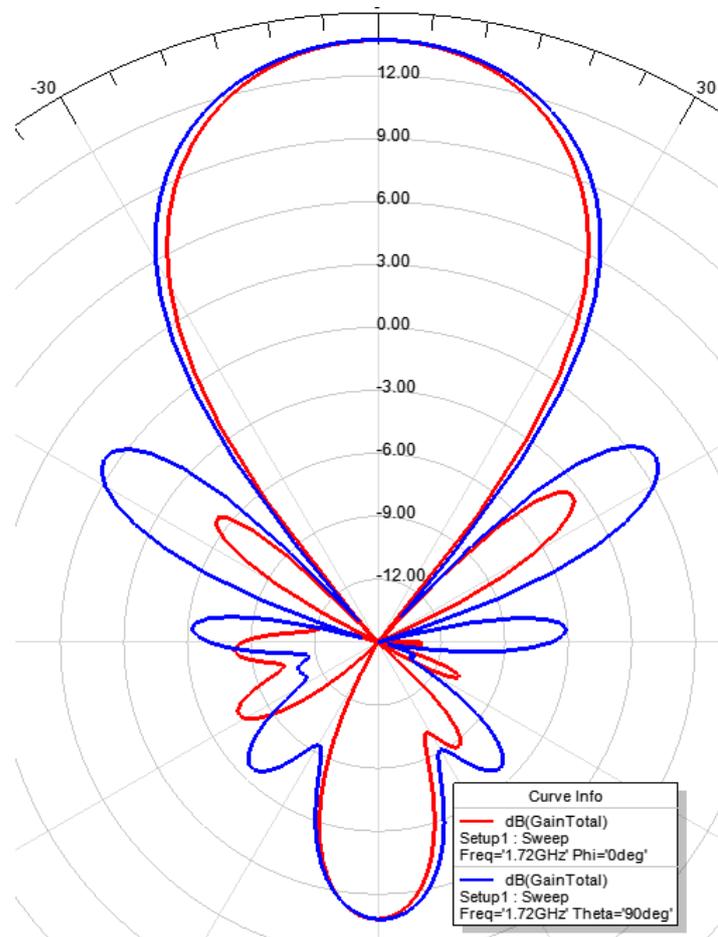


Рисунок 4.6 – Діаграма спрямованості 10-елементної лінійної антенної решітки в програмі ANSYS HFSS

Графік частотної характеристики коефіцієнта підсилення 10-елементної лінійної антенної решітки в програмі ANSYS HFSS показаний на рис. 4.7. Як видно з цього графіку на частоті 1800 МГц реально досяжний коефіцієнт підсилення 10-елементної лінійної антенної решітки становить 13,6 дБі.

На рис. 4.8 показаний графік частотної характеристики відношення спрямованого випромінювання вперед/зад. Як слідує з діаграми спрямованості на рис. 4.6 і графіку частотної характеристики відношення спрямованого випромінювання вперед/зад на рис. 4.8 розроблена 10-елементної лінійної антенної решітки має не достатню високу спрямованість.

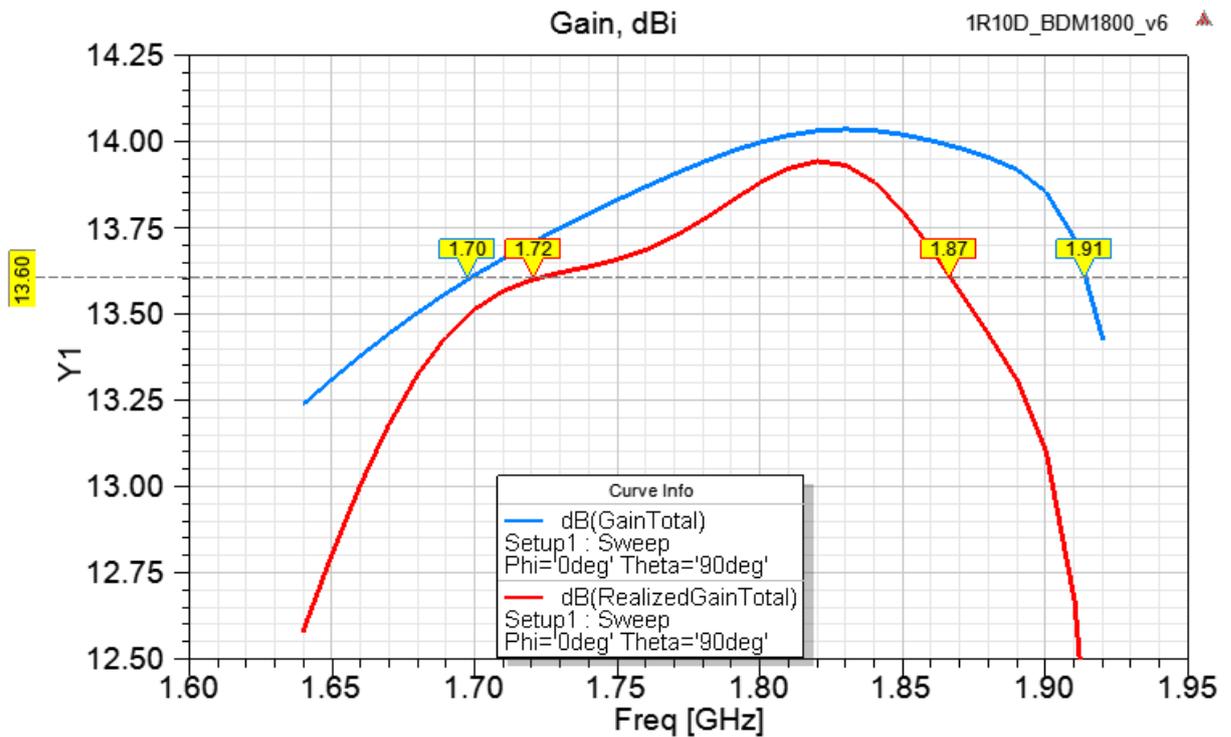


Рисунок 4.7 – Графік частотної характеристики коефіцієнта підсилення 10-елементної лінійної антенної решітки в програмі ANSYS HFSS

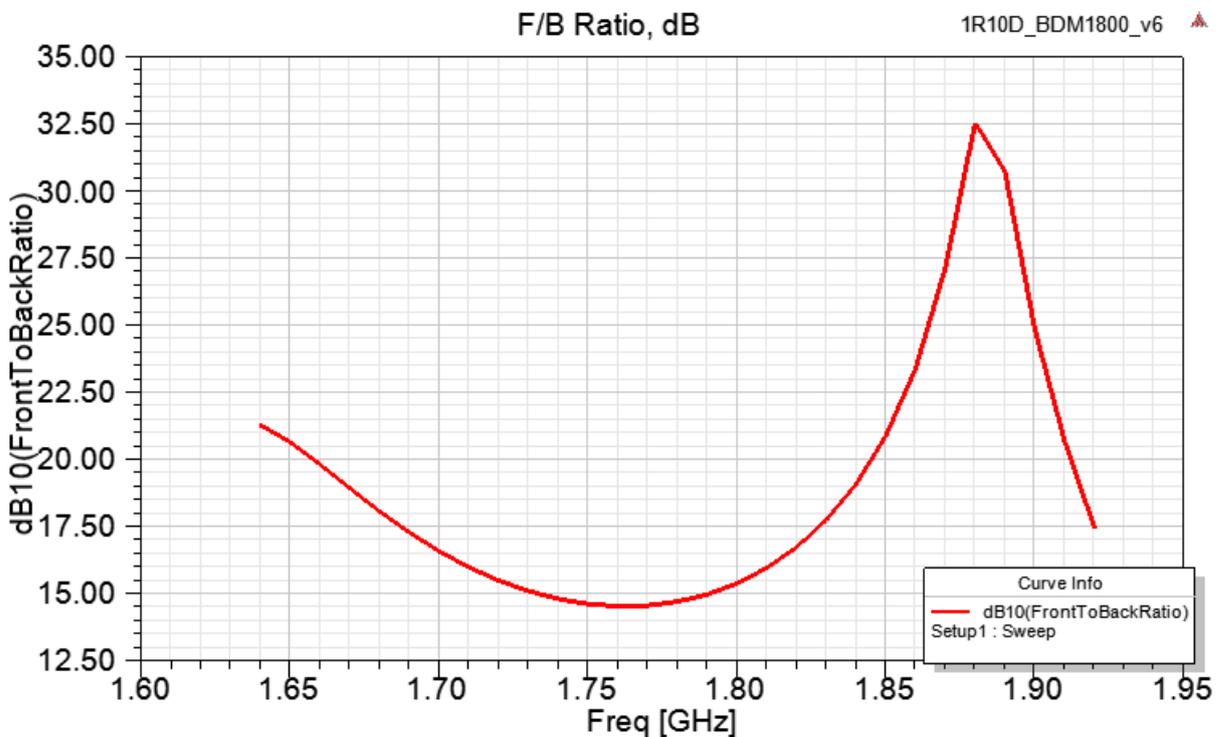


Рисунок 4.8 – Графік частотної характеристики відношення спрямованого випромінювання вперед/зад

#### 4.2 Комп'ютерне проектування та модельне дослідження 14-елементної лінійної антенної решітки з дровими директорами

Зовнішній вигляд 14-елементної лінійної антенної решітки з дровими директорами в програмі ANSYS HFSS показаний на рис. 4.9. Живлення 14-елементної лінійної антенної решітки здійснене коаксіальним кабелем із хвильовим опором 50 Ом. Діаграма підключення точки живлення в програмі ANSYS HFSS показана на рис. 4.2. Як видно з рис. 4.9 рефлектор, дисковий активний вібратор і перші два директори є дисковими з такими самими розмірами, як і на рис. 4.3. Інші 12 директорів є дровими симетричними диполями, як і в антенній решітці за структурою Ягі-Уда, та формують лінійну антенну решітку, діаграма якої показана на рис. 4.2.

На рис. 4.10 показаний графік частотних характеристик активної та реактивної складових комплексного вхідного опору, а на рис. 4.11 показаний Графік частотної характеристики коефіцієнта стоячої хвилі по нарузі.

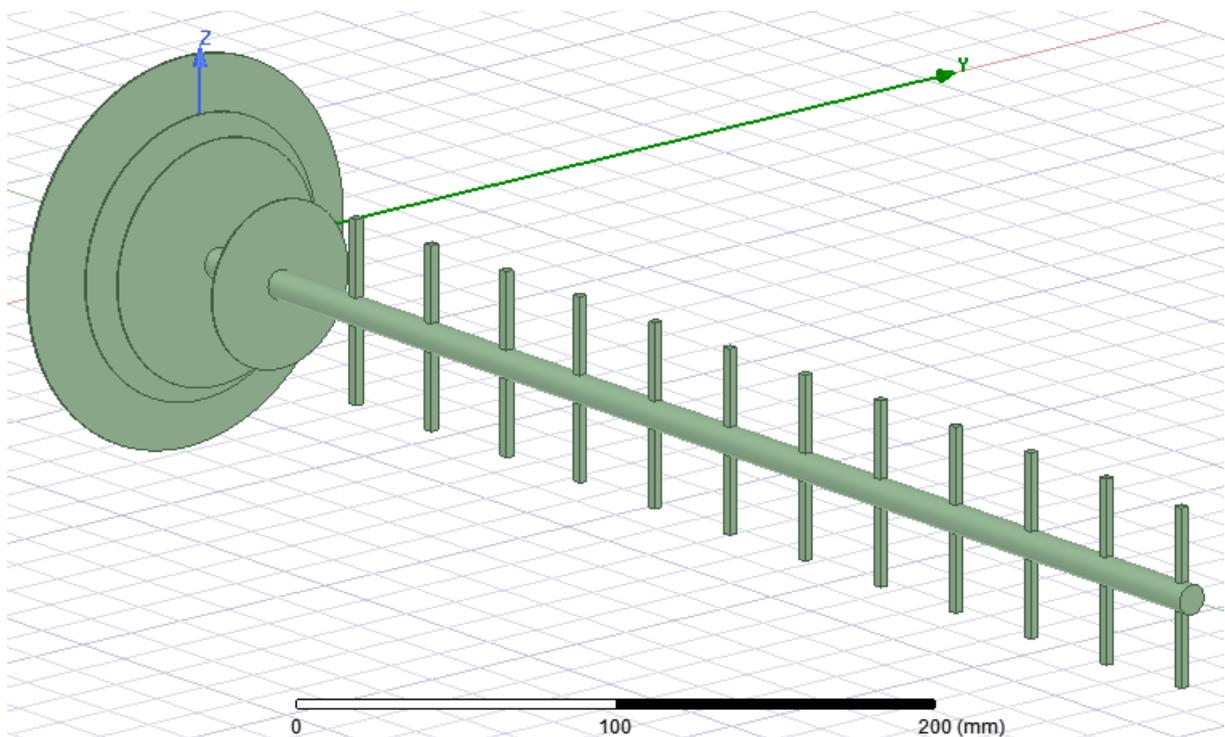


Рисунок 4.9 – Зовнішній вигляд 14-елементної лінійної антенної решітки з дровими директорами в програмі ANSYS HFSS

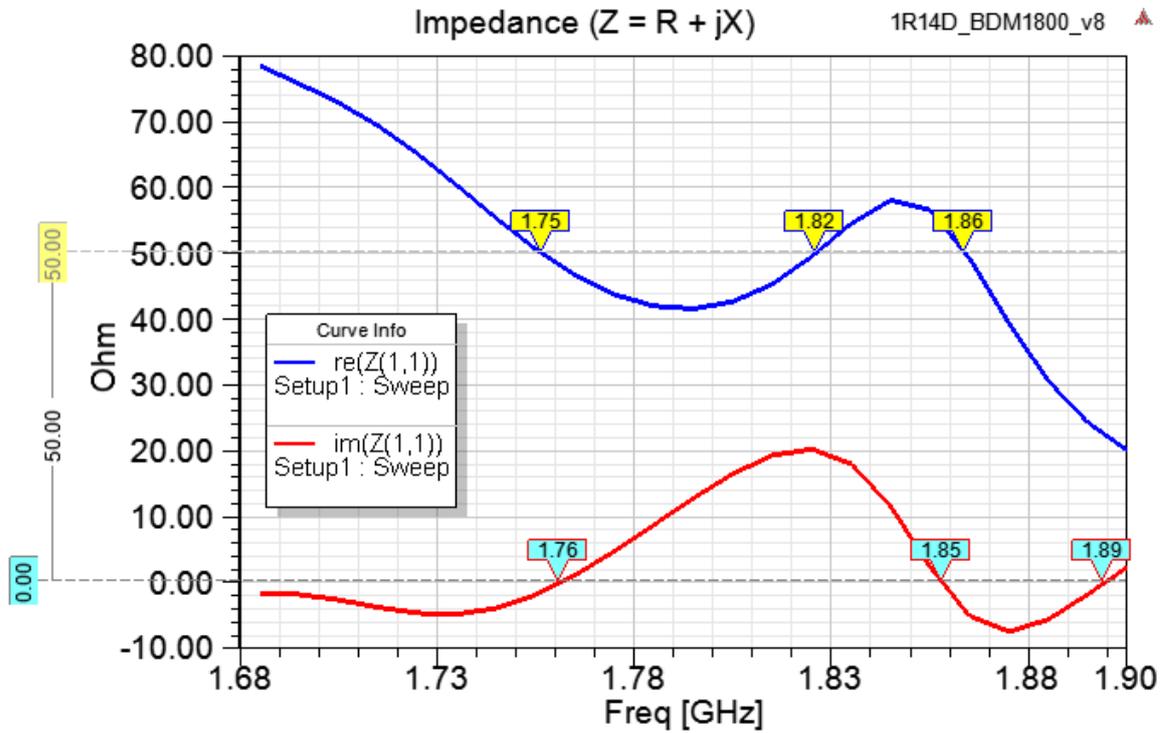


Рисунок 4.10 – Графік частотних характеристик активної та реактивної складових комплексного вхідного опору 14-елементної лінійної антенної решітки в програмі ANSYS HFSS

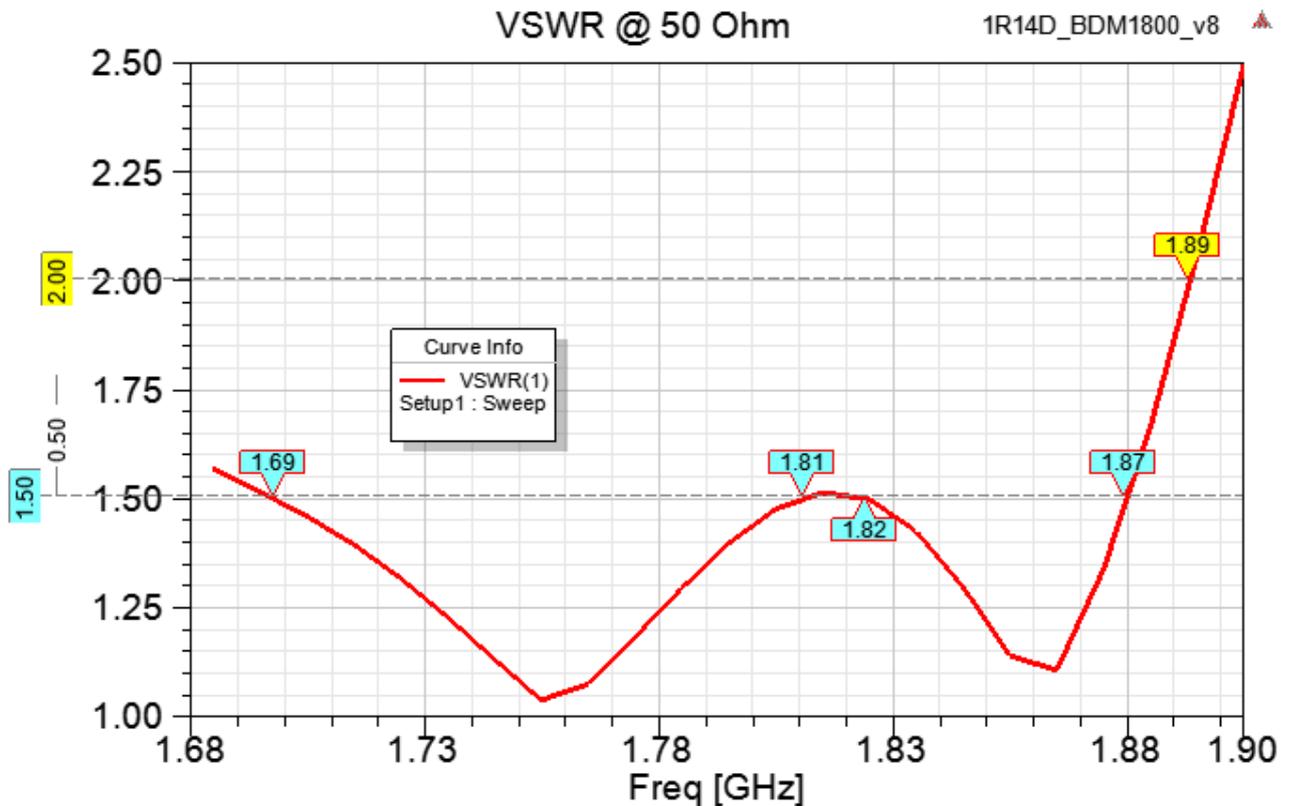


Рисунок 4.11 – Графік частотної характеристики коефіцієнта стоячої хвилі по нарузі 14-елементної лінійної антенної решітки в програмі ANSYS HFSS

На рис. 4.12 показана діаграма спрямованості 14-елементної лінійної антенної решітки, яка побудована в програмі ANSYS HFSS.

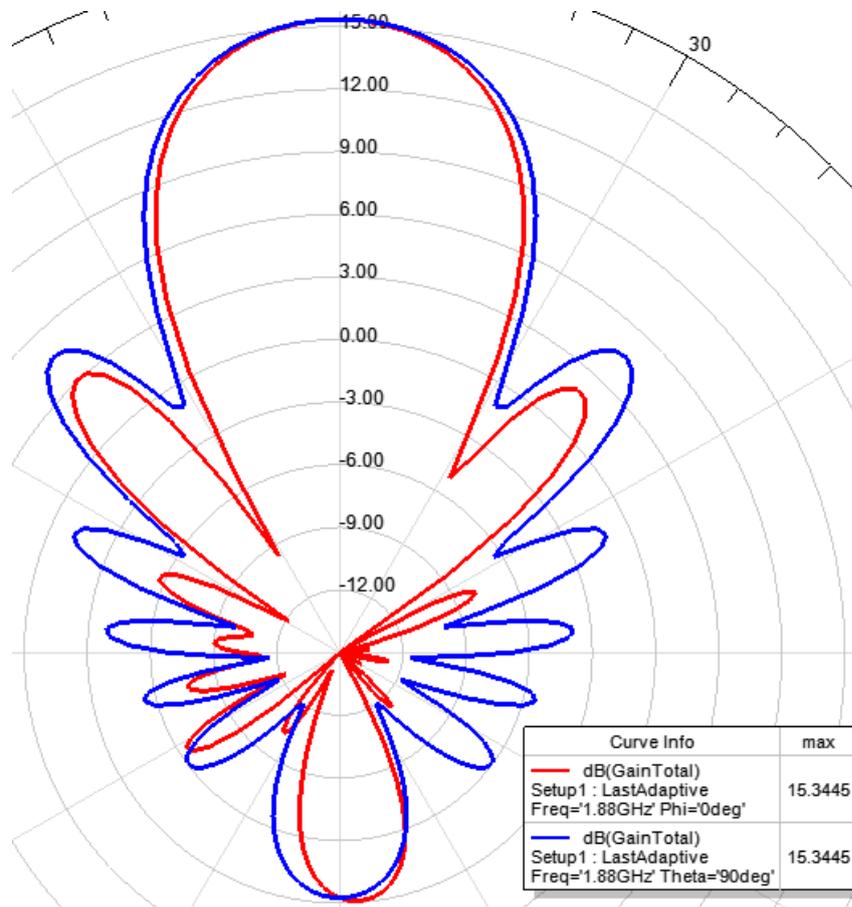


Рисунок 4.12 – Діаграма спрямованості 14-елементної лінійної антенної решітки в програмі ANSYS HFSS

Графік частотної характеристики коефіцієнта підсилення 14-елементної лінійної антенної решітки в програмі ANSYS HFSS показаний на рис. 4.13. Як видно з цього графіку на частоті 1860 МГц реально досяжний коефіцієнт підсилення 10-елементної лінійної антенної решітки становить 15,45 дБі.

На рис. 4.14 показаний графік частотної характеристики відношення спрямованого випромінювання вперед/зад. Як слідує з діаграми спрямованості на рис. 4.12 і графіку частотної характеристики відношення спрямованого випромінювання вперед/зад на рис. 4.14 розроблена 14-елементної лінійної антенної решітки має достатньо високі спрямовані властивості.

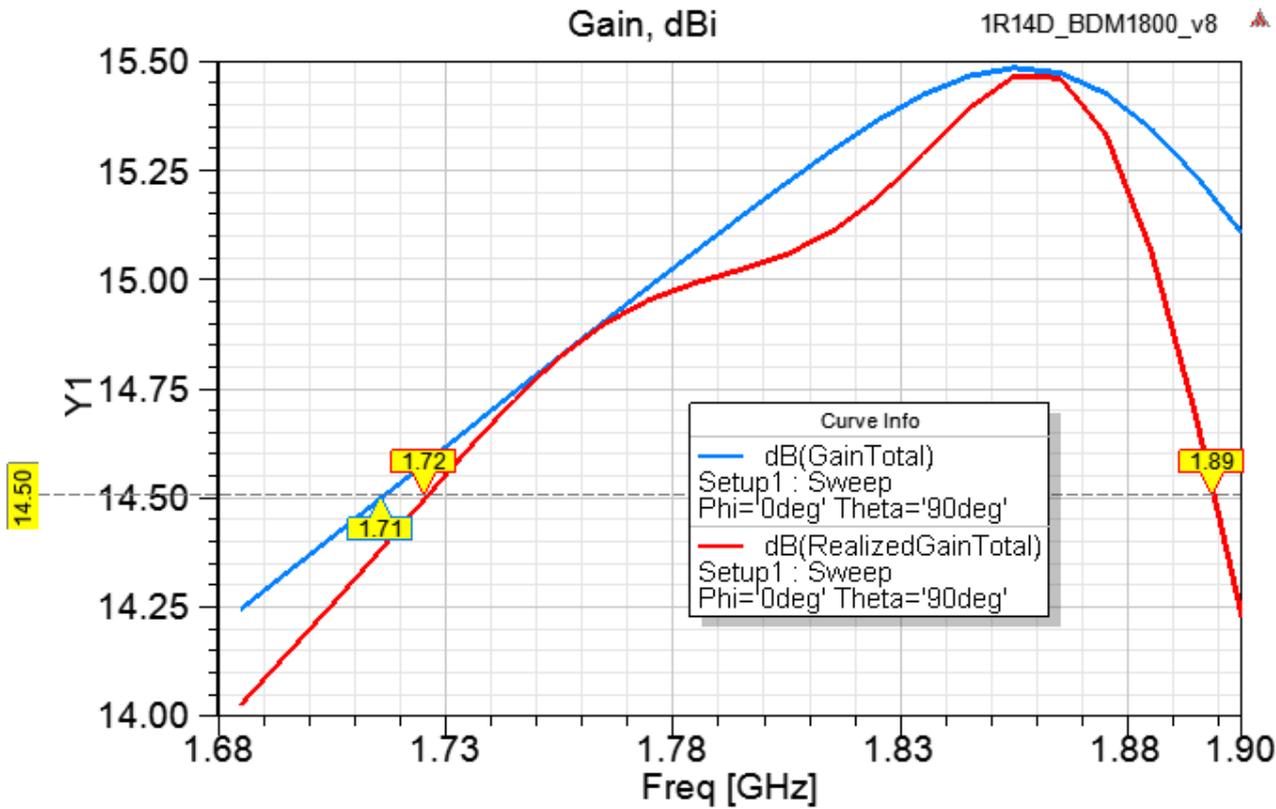


Рисунок 4.13 – Графік частотної характеристики коефіцієнта підсилення 14-елементної лінійної антенної решітки в програмі ANSYS HFSS

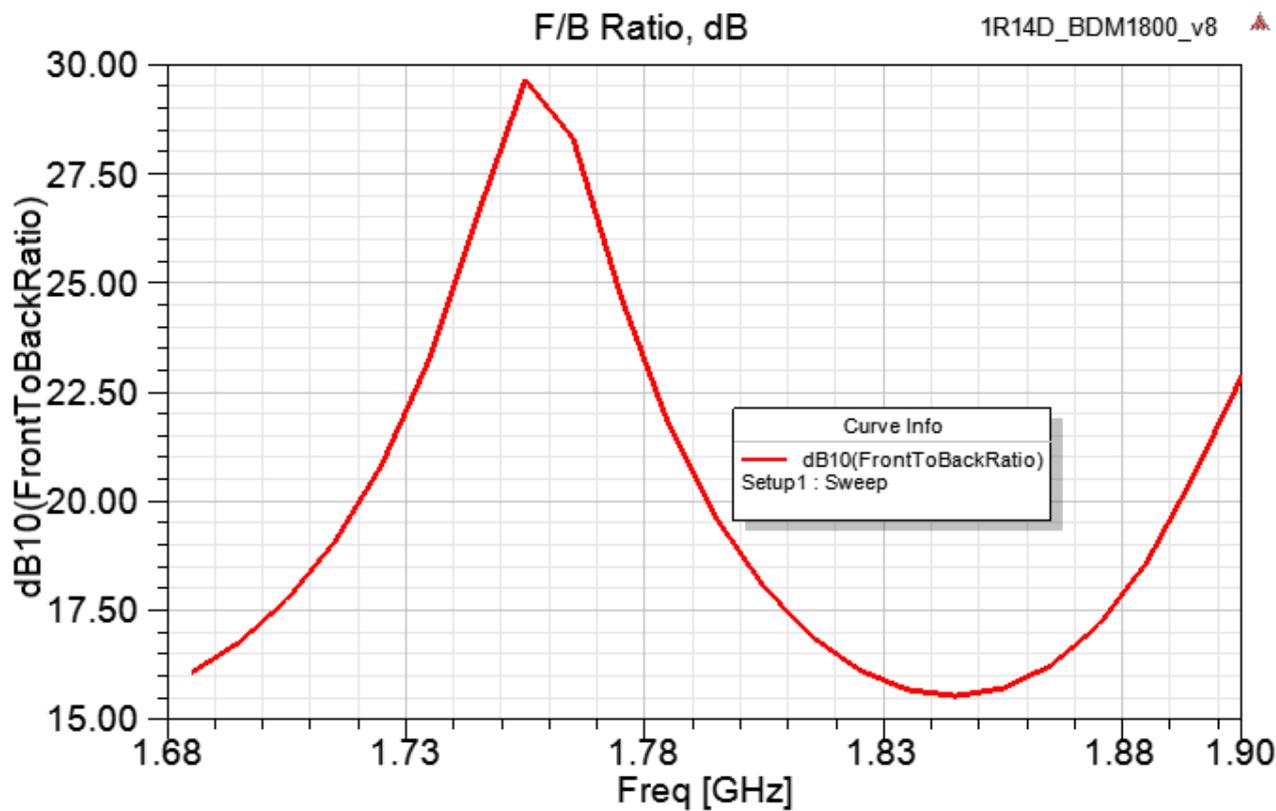


Рисунок 4.14 – Графік частотної характеристики відношення спрямованого випромінювання вперед/зад

### 4.3 Модельне дослідження хвильових процесів при випромінюванні електромагнітних хвиль багатоелементної лінійної антенної решітки

Наступним етапом магістерської кваліфікаційної роботи було модельне дослідження в програмі ANSYS HFSS хвильових процесів при випромінюванні електромагнітних хвиль 10-елементною лінійною антенною решіткою. На рис. 4.15 показана поверхня 10-елементної лінійної антенної решітки з дисковими директорами з зображеними елементами для моделювання. Параметри моделі для дослідження хвильових процесів при випромінюванні електромагнітних хвиль в програмі ANSYS HFSS показані на рис. 4.16.

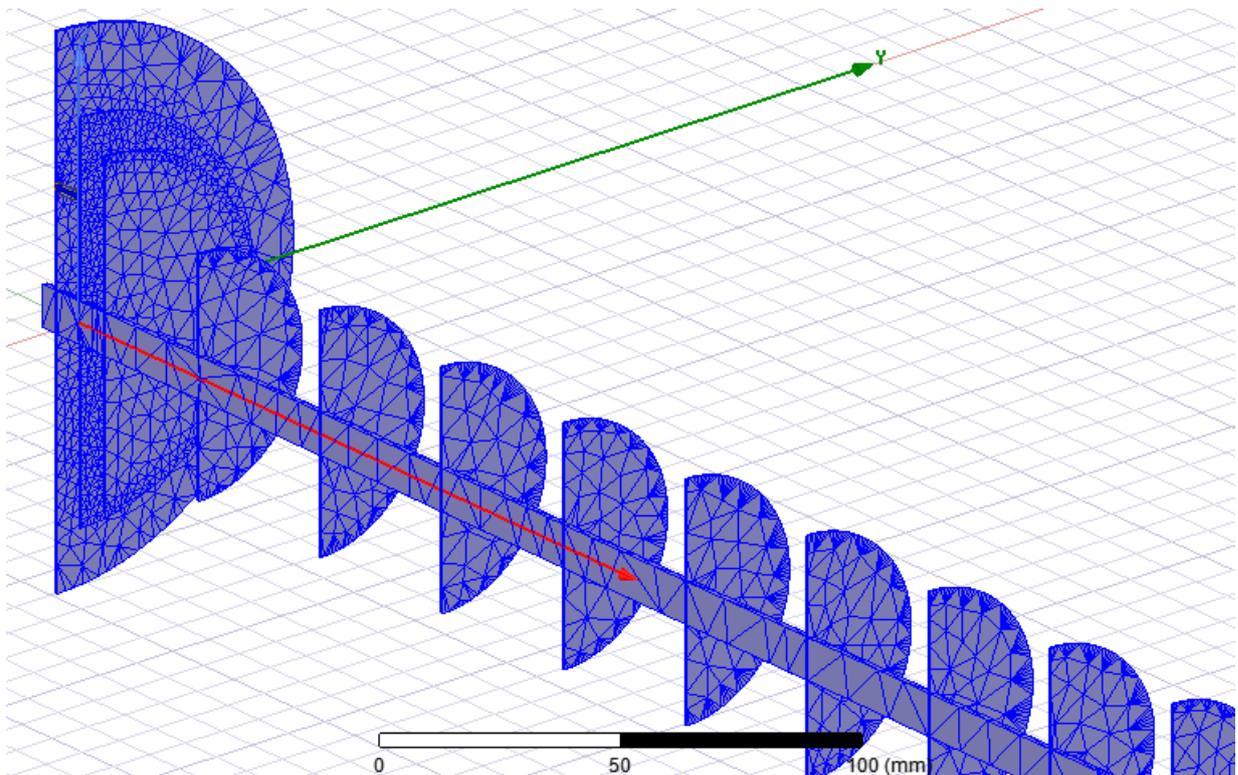


Рисунок 4.15 – 10-елементної лінійної антенної решітки з дисковими директорами з зображеними поверхневими елементами для моделювання

## Convergency

1R10D\_BDM1800\_Belden 

Pass	SolvedElements Freq='1900MHz'	MaxMagDeltaS Freq='1900MHz'	re(Z(1,1)) Freq='1900MHz'	im(Z(1,1)) Freq='1900MHz'	VSWR(1) Freq='1900MHz'
1	32375	nan	4.81	16.30	11.505
2	41069	0.488000	11.86	0.54	4.216
3	52639	0.201933	18.15	-5.23	2.789
4	59625	0.063458	20.92	-6.61	2.440
5	65524	0.028814	22.33	-7.09	2.295
6	83194	0.020095	23.39	-7.31	2.196
7	106437	0.012063	24.04	-7.41	2.139
8	126116	0.005788	24.36	-7.47	2.112

Рисунок 4.16 – Параметри моделі для дослідження хвильових процесів при випромінюванні електромагнітних хвиль в програмі ANSYS HFSS

На рис. 4.17 показана область простору істотна для перенесення енергії електромагнітних хвиль при випромінюванні 10-елементної лінійної антенної решітки з дисковими директорами.

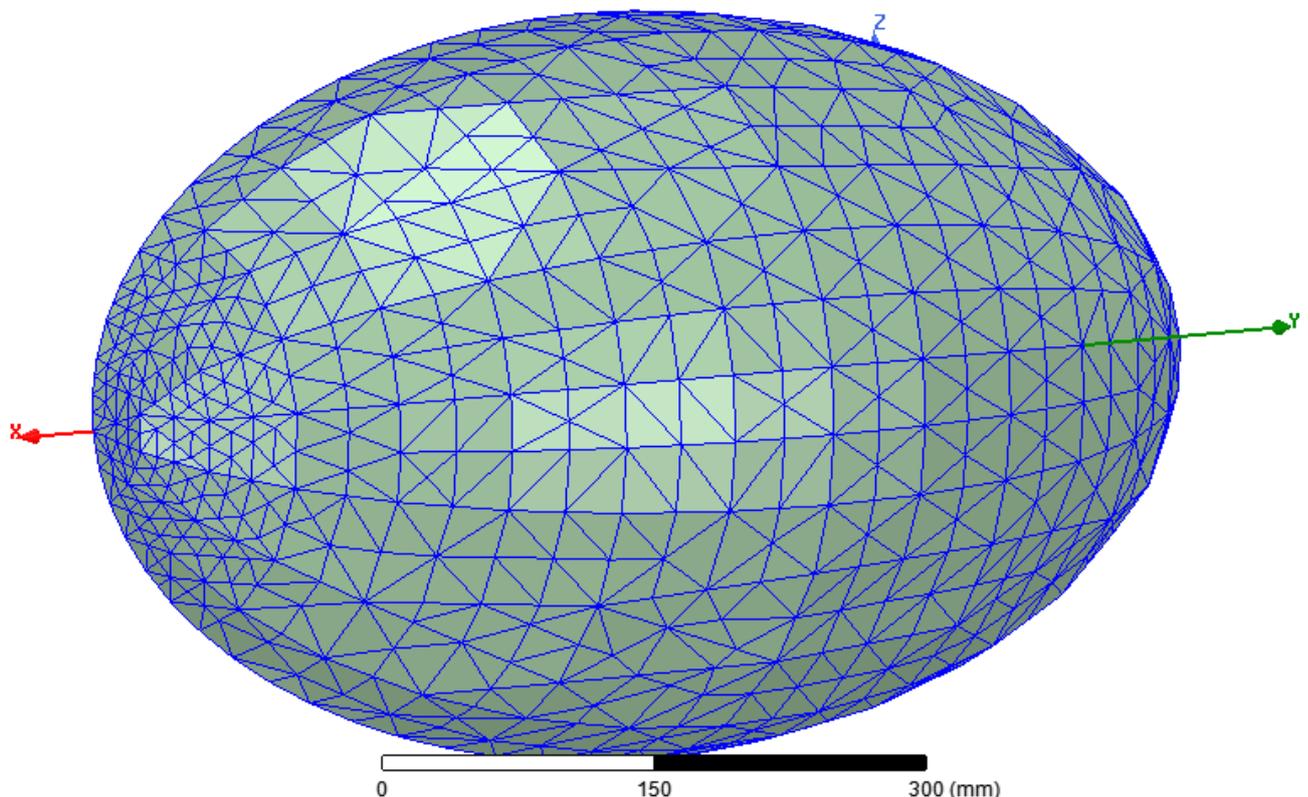


Рисунок 4.17 – Область простору істотна для перенесення енергії електромагнітних хвиль при випромінюванні 10-елементної лінійної антенної решітки з дисковими директорами

На рис. 4.18 показана діаграма силових ліній напруженості електричного поля при випромінюванні 10-елементної лінійної антенної решітки з дисковими директорами.

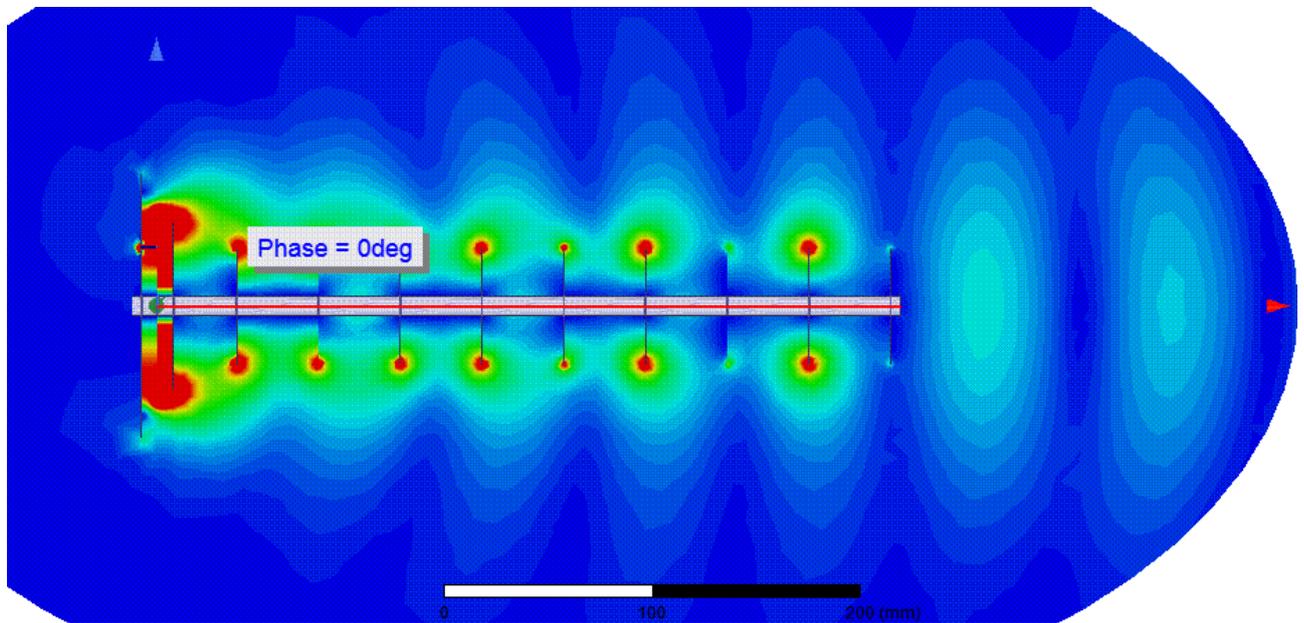


Рисунок 4.18 – Діаграма силових ліній напруженості електричного поля при випромінюванні 10-елементної лінійної антенної решітки з дисковими директорами

#### 4.4 Висновки до розділу

Результати дослідження засвідчили, що конструктивні параметри та тип директорів істотно впливають на ефективність багатоелементних лінійних антенних решіток у режимі осьового випромінювання. Порівняння двох варіантів – 10-елементної решітки з дисковими директорами та 14-елементної комбінованої решітки – показало, що збільшення кількості елементів разом із переходом до дротових директорів забезпечує значне покращення основних електромагнітних параметрів.

10-елементна антена демонструє прийнятний коефіцієнт підсилення (13,6 дБі), проте має недостатньо високу спрямованість, про що свідчать характеристики відношення «вперед/зад» та форма діаграми спрямованості. Це

вказує на обмежені можливості даної конструкції щодо ефективного формування вузького пелюстка випромінювання.

На відміну від неї, 14-елементна антена забезпечує суттєво кращі параметри: підсилення досягає 15,45 дБі, а спрямованість є більш вираженою та стабільною в робочому діапазоні частот. Це підтверджує доцільність використання довших решіток та дротових директорів для підвищення ефективності антенних систем, що працюють у режимі осьового випромінювання.

Аналіз хвильових процесів довів узгодженість роботи елементів решітки та правильність формування електромагнітного поля. Структура силових ліній підтвердила очікувану взаємодію між рефлектором, активним елементом і директорами, що забезпечує формування спрямованого пучка випромінювання.

Таким чином, отримані результати вказують, що оптимізація структури лінійної антенної решітки – зокрема, збільшення кількості елементів та раціональний вибір типу директорів – дозволяє суттєво підвищити коефіцієнт підсилення та спрямовані характеристики антени, роблячи конструкцію ефективнішою для застосувань, де необхідне стабільне та вузькоспрямоване осьове випромінювання.

## 5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

### 5.1 Технологічний аудит багатоелементної лінійної антенної решітки LTE в режимі осьового випромінювання (далі – розробки)

Як було підкреслено раніше, у сучасних умовах розвитку телекомунікаційної галузі ефективне використання радіочастотного ресурсу та підвищення пропускної здатності бездротових систем зв'язку є ключовими завданнями. Одним із елементів мобільного широкосмугового доступу є технологія LTE, яка потребує застосування високоефективних антенних систем, здатних забезпечувати стабільне покриття, високу швидкість передачі даних і енергетичну ефективність.

Тому розроблення багатоелементної лінійної антенної решітки (БЛАР) в режимі осьового випромінювання, яке є метою нашої магістерської роботи, має не лише технічне, а й суттєве економічне значення. Використання таких антен дозволяє: зменшити енергоспоживання передавальної апаратури завдяки спрямуванню енергії в потрібному напрямку; підвищити ефективність використання обладнання базових станцій LTE; знизити експлуатаційні витрати операторів зв'язку за рахунок зменшення кількості антенних модулів, необхідних для забезпечення якісного покриття; забезпечити конкурентні переваги підприємствам, що займаються виробництвом і впровадженням антенних систем нового покоління.

Багатоелементна антенна решітка має низку переваг порівняно з одиночними антенами: забезпечує вищий коефіцієнт підсилення та кращу спрямованість випромінювання; дозволяє керувати напрямком головного променя без механічного переміщення конструкції; підвищує якість зв'язку завдяки зменшенню взаємних завад і відбиттів сигналів; сприяє ефективнішому використанню частотного ресурсу і збільшенню пропускної здатності мереж LTE.

Для проведення технологічного аудиту нашої розробки та встановлення можливості її комерційного використання було запрошено 3-х відомих і шанованих у ВНТУ експертів: д.т.н., професора Осадчука Я.О., д.т.н. професора Воловика А.Ю. та д.т.н., професора Михалевського Д.В.

Проведення технологічного аудиту та встановлення комерційного потенціалу розробки було зроблено за критеріями, які наведено в таблиці 5.1.

Таблиця 5.1 – Рекомендовані критерії технологічного аудиту і оцінювання комерційного потенціалу будь-якої розробки та їх бальна оцінка

Критерії оцінювання та бали (за 5-ти бальною шкалою: 0-1-2-3-4)					
	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 роботоздатність 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
Ринкові перспективи					
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 технологічного аудиту і оцінювання комерційного потенціалу будь-якої розробки та їх бальна оцінка

	0	1	2	3	4
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	Конкурентів немає
<b>Практична здійсненність</b>					
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-промислому 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 технологічного аудиту і оцінювання комерційного потенціалу будь-якої розробки та їх 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 більше 10-ти років	Термін реалізації ідеї від 3-х до 5-ти років. Термін окупності інвестицій більше 5-ти років	Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності інвестицій від 3-х до 5-ти років	Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності інвестицій менше 3-х років
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

При проведенні технологічного аудиту запрошені експерти виставили бальні оцінки за 12-ю критеріями, які зведені в таблицю 5.2.

Таблиця 5.2 – Результати технологічного аудиту нашої розробки

Критерії	Прізвище, ініціали експерта		
	Осадчук Я.О.	Воловик А.Ю.	Михалевський Д.В.
Бали, виставлені експертами:			
1	2	3	4
1	4	3	4
2	3	3	4
3	4	4	3
4	4	3	4
5	4	3	3
6	3	4	3
7	3	4	3

Продовження таблиці 5.2 – Результати технологічного аудиту нашої розробки

8	3	4	3
9	4	3	3
10	4	3	4
11	3	4	4
12	4	4	3
Сума балів	СБ <sub>1</sub> = 43	СБ <sub>2</sub> = 42	СБ <sub>3</sub> = 41

Середньоарифметична сума балів, що їх виставили експерти, становить:

Середньоарифметична сума балів $\overline{СБ}$	$\overline{СБ} = \frac{\sum_{i=1}^3 СБ_i}{3} = \frac{43 + 42 + 41}{3} = \frac{126}{3} = 42,00$
---	--

Керуючись рекомендаціями, наведеними в таблиці 5.3, визначимо технічний рівень та комерційний потенціал нашої розробки.

Таблиця 5.3 – Потенційні технічні рівні та комерційний потенціал розробки

Середньоарифметична сума балів $\overline{СБ}$ , розрахована на основі висновків експертів	Технічний рівень та комерційний потенціал розробки
0 – 10	Низький
11 – 20	Нижче середнього
21 – 30	Середній
31 – 40	Вище середнього
41 – 48	Високий

Оскільки середньоарифметична сума балів, що їх виставили запрошені експерти, дорівнює 42,00 балів (із 48-ми балів), то можна зробити висновок, що розроблена нами багатоелементна лінійна антенна решітка LTE в режимі осьового випромінювання має високий технічний рівень і високу вірогідність її комерційного використання.

Порівняльний аналіз також показує, що розроблена багатоелементна антенна решітка LTE має вищий коефіцієнт підсилення та кращу спрямованість випромінювання; забезпечує краще узгодження та нижчі втрати сигналу; характеризується меншою масою та вищою надійністю; є на 30–40% дешевшою у виробництві та продажу; може виготовлятися вітчизняними підприємствами,

що скорочує терміни постачання й залежність від імпорту; є конкурентоспроможною; має можливість змінювати кількість елементів і відстань між ними для оптимізації під різні діапазони LTE (1800, 2100, 2600 МГц); є стійкою до зовнішніх умов та забезпечує легкий монтаж; є ремонтпридатною тощо.

Отже, запропонована нами антенна решітка є технічно вдосконаленою та економічно вигідною альтернативою існуючим комерційним моделям, придатною для серійного або локального виробництва в Україні.

## 5.2 Розрахунок витрат на розроблення багатоеlementної лінійної антенної решітки LTE в режимі осьового випромінювання

При виконанні магістерської кваліфікаційної роботи були зроблені такі основні витрати [41].

5.2.1 Основна заробітна плата  $Z_o$  розробників (дослідників), інших фахівців тощо, яку можна розрахувати за формулою (5.1):

$$Z_o = \frac{M}{T_p} \cdot t \text{ (грн.)}, \quad (5.1)$$

де  $M$  – місячний посадовий оклад конкретного розробника, грн. У 2025 році величини окладів розробників коливалися в межах (8000...44000) грн/місяць;

$T_p$  – число робочих днів в місяці; прийmemo  $T_p = 23$  дні;

$t$  – число робочих днів роботи розробників, дослідників, фахівців тощо.

Зроблені розрахунки основної заробітної плати розробників, дослідників, фахівців тощо зведено в таблицю 5.4.

Таблиця 5.4 – Основна заробітна плата розробників (округлено)

Найменування посади виконавця	Місячний посадовий оклад, (грн.)	Оплата за робочий день, (грн.)	Число днів роботи	Витрати на оплату праці, (грн.)	Примітка
1. Науковий керівник магістерської кваліфікаційної роботи	43500	= 1891,30 ≈ 1892	20 годин	1892/6×20 = 6306,67 ≈ 6307	При 6-ти годинному робочому дні керівника та консультанта з економічної частини
2. Здобувач-магістрант	8000	= 347,82 ≈ 348	75 днів	= 26100	
3. Військовий консультант спеціаліст по антенах	40000	= 1739,13 ≈ 1740	3,5 дні	= 6090	
4. Консультант з економічної частини	20900	= 908,69 ≈ 909	1,5 години	909/6×1,5 = 227,25 ≈ 228 грн	
Всього				$Z_0 = 38725$ (грн.)	

*Примітка. За заробітну плату магістранта приймемо мінімальну заробітну плату в країні*

5.2.2 Додаткова заробітна плата  $Z_d$  розробників розраховується за формулою:

$$Z_d = (0,1 \dots 0,12) \cdot Z_0. \quad (5.2)$$

Для нашого випадку отримаємо:

$$Z_d = 0,116 \times 38725 = 4492,10 \approx 4493 \text{ (грн.)}$$

5.2.3 Нарахування на заробітну плату  $НАР_{зп}$  розробників, дослідників, інших фахівців тощо розраховуються за формулою:

$$НАР_{зп} = (Z_0 + Z_d) \cdot \frac{\beta}{100}, \quad (5.3)$$

де  $\beta = 22\%$ . В 2025 році ставка єдиного внеску на загальнообов'язкове державне соціальне страхування.

Для нашого випадку отримаємо:

$$НАР_{зп} = (38725 + 4493) \times 0,22 = 9507,95 \approx 9508 \text{ (грн.)}$$

5.2.4 Амортизація  $A$  основних засобів, обладнання, комп'ютерів тощо, які були використані під час виконання роботи, розраховується за формулою:

$$A = \frac{Ц \cdot H_a}{100} \cdot \frac{T}{12} \text{ (грн.)}, \quad (5.4)$$

де  $Ц$  – загальна балансова вартість основних засобів, обладнання, комп'ютерів тощо, які використовувалися під час виконання роботи, (грн.);

$H_a$  – річна норма амортизаційних відрахувань, %;  $H_a = (2,5...25)\%$ ;

$T$  – термін, використання кожного виду основних засобів, місяці.

Зроблені нами розрахунки зведемо у таблицю 5.5.

Таблиця 5.5 – Розрахунок амортизаційних відрахувань (округлено)

Найменування основних засобів	Балансова вартість, (грн.)	Норма амортизації, %	Термін використання, місяці	Величина амортизаційних відрахувань, (грн.)
1. Основні засоби, обладнання, комп'ютери тощо	180000	22,0	3,5 (при 70% використанні)	8085
2. Приміщення кафедри та факультету	135000	2,75	3,5 (при 70% використанні)	757,97 $\approx$ 758
3. Спеціалізовані дослідницькі лабораторії	270000	2,75	3,5 (при 10% використанні)	216,56 $\approx$ 217
Всього				<b>A = 9060</b>

5.2.5 Витрати на матеріали  $M$  розраховуються за формулою:

$$M = \sum_1^n H_i \cdot Ц_i \cdot K_i - \sum_1^n B_i \cdot Ц_b \text{ (грн.)}, \quad (5.5)$$

де  $H_i$  – витрати матеріалу  $i$ -го найменування, кг;  $Ц_i$  – вартість матеріалу  $i$ -го найменування, грн/кг;  $K_i$  – коефіцієнт транспортних витрат,  $K_i = (1,1...1,15)$ ;  $B_i$

– маса відходів матеріалу  $i$ -го найменування, кг;  $\Pi_B$  – ціна відходів матеріалу  $i$ -го найменування, грн/кг;  $n$  – кількість видів матеріалів.

5.2.6 Витрати на комплектуючі  $K$  розраховуються за формулою:

$$K = \sum_1^n N_i \cdot \Pi_i \cdot K_i \text{ (грн.)}, \quad (5.6)$$

де  $N_i$  – кількість комплектуючих  $i$ -го виду, шт.;  $\Pi_i$  – ціна комплектуючих  $i$ -го виду, грн;  $K_i$  – коефіцієнт транспортних витрат,  $K_i = (1, 1 \dots 1, 15)$ ;  $n$  – кількість видів комплектуючих.

Загальна вартість основних матеріалів та комплектуючих, які були використані під час виконання цієї роботи, становить приблизно 4750 (грн.).

5.2.7 Витрати на силову електроенергію  $V_e$ , що була використана при виконанні цієї магістерської роботи, розраховуються за формулою:

$$V_e = \frac{V \cdot \Pi \cdot \Phi \cdot K_{\Pi}}{K_d}, \quad (5.7)$$

де  $V$  – вартість 1 кВт-год. електроенергії, в 2025 р.  $V \approx 6,0$  грн/кВт;

$\Pi$  – установлена потужність обладнання, кВт;  $\Pi = 1,50$  кВт;

$\Phi$  – фактична кількість годин роботи обладнання, годин.

Прийmemo, що  $\Phi = 210$  годин;

$K_{\Pi}$  – коефіцієнт використання потужності;  $K_{\Pi} < 1 = 0,79$ .

$K_d$  – коефіцієнт корисної дії,  $K_d = 0,63$ .

Тоді витрати на силову електроенергію складуть:

$$V_e = \frac{V \cdot \Pi \cdot \Phi \cdot K_{\Pi}}{K_d} = \frac{6,0 \cdot 1,5 \cdot 210 \cdot 0,79}{0,63} \approx 2370 \text{ (грн.)}.$$

5.2.8 Інші витрати  $V_{ін}$  (опалення, освітлення, утримання приміщень тощо) розраховуються як (100...300)% від основної заробітної плати розробників, дослідників, інших фахівців тощо, тобто:

$$V_{\text{ін}} = K_{\text{ін}} \times Z_0 = (1..3) \times Z_0. \quad (5.8)$$

Прийнявши  $K_{\text{ін}} = 2,0$ , отримаємо:

$$V_{\text{ін}} = 2,0 \times 38725 = 77450 \text{ (грн.)}$$

5.2.9 Сума всіх попередніх статей витрат дає витрати, що їх зробив безпосередньо магістрант при виконанні цієї магістерської роботи–  $V$ .

$$V = 38725 + 4493 + 9508 + 9060 + 4750 + 2370 + 77450 = 146356 \text{ (грн.)}$$

5.2.10 Загальні витрати на остаточне завершення магістерської роботи та оформлення її результатів розраховуються за формулою:

$$ЗВ = \frac{V}{\beta}, \quad (5.9)$$

де  $\beta$  – коефіцієнт, який характеризує етап виконання цієї роботи на шляху до її можливого впровадження.

Оскільки наша робота практично готова, то для нашого випадку доцільно прийняти, що  $\beta \approx 0,91$  [41].

$$\text{Тоді: } ЗВ = \frac{146356}{0,91} = 160830,76 \text{ грн або приблизно 161 тисяча (грн.)}$$

Тобто загальні витрати на остаточне завершення нашої роботи та оформлення її результатів становлять приблизно 161 тисячу (грн.).

5.3 Розрахунок економічного ефекту від можливої комерціалізації нашої розробки

Аналіз місткості ринку України показує, що потенційний попит на розроблену багатoeлементну лінійну антенну решітку LTE оцінюється на рівні 3–6 тисяч одиниць у межах внутрішнього ринку України. Основними споживачами є оператори мобільного зв'язку, регіональні провайдери та

промислові підприємства, що розгортають власні LTE/ІоТ мережі. Оскільки розробка поєднує конкурентну вартість, простоту виробництва та високі технічні характеристики, то це робить її привабливою для комерційного впровадження. Тому прийmemo за базову величину попиту на нашу розробку кількість 4000 одиниць.

Оскільки технічні та економічні показники нашої розробки є значно кращими, ніж у аналогів, то вона буде користуватися підвищеним попитом на ринку принаймні протягом 3-х років після впровадження. Тобто наша розробка може бути впроваджена з 1 січня 2026 року, а її результати будуть виявлятися протягом 2026-го, 2027-го та 2028-го років.

Прогноз зростання попиту на нашу розробку складає по роках:

1-й рік після впровадження (2026 р.) – приблизно на + $\Delta$ 100 шт.;

2-й рік після впровадження (2027 р.) – приблизно на + $\Delta$ 300 шт.;

3-й рік після впровадження (2028 р.) – приблизно на + $\Delta$ 500 шт.

У порівнянні з комерційними антенами типу GSM/LTE-1800 з аналогічним коефіцієнтом підсилення (13–14 dBi), середня ринкова ціна яких становить приблизно (3500...4200) грн (середня ціна 3850 грн), запропонована нами конструкція антени дозволяє: підвищити коефіцієнт підсилення на 0,5–1 dВ за рахунок оптимізації відстаней між елементами; знизити енергоспоживання передавача на 10–15% при тій самій якості сигналу. У зв'язку з тим, що наша розробка має значно кращі технічні і експлуатаційні характеристики, ми можемо реалізовувати її на ринку дещо дорожче, наприклад, за 4250 (грн.), тобто на (4250-3850)=400 грн дорожче.

Тоді можливе збільшення чистого прибутку  $\Delta\Pi_i$ , що його може отримати потенційний інвестор від комерціалізації нашої розробки становитиме [1]:

$$\Delta\Pi_i = \sum_1^n (\Delta C_o \cdot N + C_o \cdot \Delta N)_i \cdot \lambda \cdot \rho \cdot \left(1 - \frac{\nu}{100}\right), \quad (5.10)$$

де  $\Delta C_o$  – збільшення ціни нової розробки, тобто  $\Delta C_o = 4,15 - 3,85 = + 0,4$  тис. (грн.);

$N$  – обсяг діяльності (кількість замовників) у році до впровадження результатів розробки;  $N \approx 4000$  шт.;

$\Delta N$  – покращення основного кількісного показника від впровадження результатів розробки по роках (2026, 2027 та 2028 роки) становитиме, відповідно: +100, +300 та +500 шт.;

$C_0$  – нова ціна реалізації розробки після впровадження отриманих результатів; для нашого випадку  $C_0 = 4,25$  тисяч (грн.);

$n$  – кількість років, протягом яких очікується отримання позитивних результатів від впровадження розробки;  $n = 3$  роки;

$\lambda$  – коефіцієнт, який враховує сплату податку на додану вартість;  $\lambda = 0,8333$ ;

$\rho$  – коефіцієнт, який враховує рентабельність продукту. Рекомендується приймати  $\rho = (0,2 \dots 0,5)$ ; візьмемо  $\rho = 0,5$ ;

$\nu$  – ставка податку на прибуток. У 2025 році  $\nu = 18\%$ .

Тоді можлива величина зростання чистого прибутку  $\Delta \Pi_1$  для потенційного інвестора протягом першого року від можливого впровадження нашої розробки (2026 р.) становитиме:

$$\Delta \Pi_1 = [0,4 \cdot 4000 + 4,25 \cdot 100] \cdot 0,8333 \cdot 0,5 \cdot \left(1 - \frac{18}{100}\right) \approx 691,84 \approx 692 \text{ тисячі (грн.)}$$

Величина зростання чистого прибутку  $\Delta \Pi_2$  для потенційного інвестора від можливого впровадження нашої розробки протягом другого (2027 р.) року становитиме:

$$\Delta \Pi_2 = [0,4 \cdot 4000 + 4,25 \cdot 300] \cdot 0,8333 \cdot 0,5 \cdot \left(1 - \frac{18}{100}\right) \approx 982,25 \approx 983 \text{ тисяч (грн.)}$$

Величина зростання чистого прибутку  $\Delta \Pi_3$  для потенційного інвестора від можливого впровадження нашої розробки протягом третього (2028 р.) року становитиме:

$$\Delta \Pi_3 = [0,4 \cdot 4000 + 4,25 \cdot 500] \cdot 0,8333 \cdot 0,5 \cdot \left(1 - \frac{18}{100}\right) \approx 1272,65 \approx 1273 \text{ тисяч (грн.)}$$

Приведена вартість зростання всіх чистих прибутків ПП, що їх може отримати потенційний інвестор від можливої комерціалізації нашої розробки, буде:

$$\text{ПП} = \sum_1^t \frac{\Delta\Pi_i}{(1 + \tau)^t}, \quad (5.11)$$

де  $\Delta\Pi_i$  – збільшення чистого прибутку у кожному із років, протягом яких виявляються результати виконаної та впровадженої роботи, грн;

$t$  – період часу, протягом якого виявляються результати впровадженої роботи, роки. Для нашого випадку  $t = 3$  роки;

$\tau$  – ставка дисконтування (або рівень інфляції). Керуючись даними статистики за 2025 рік, прийmemo ставку дисконтування  $\tau = 0,11$  (11,0%);

$t$  – період часу (в роках) від моменту початку розробки до моменту отримання можливих чистих прибутків (в кожному із років).

Тоді прогнозована приведена вартість зростання всіх чистих прибутків ПП, що їх може отримати потенційний інвестор від можливого впровадження нашої розробки, складе:

$$\text{ПП} = \frac{692}{(1+0,11)^2} + \frac{983}{(1+0,11)^3} + \frac{1273}{(1+0,11)^4} \approx 562 + 719 + 839 = 2120 \text{ тисяч (грн.)}$$

Теперішня вартість інвестицій PV (або можлива вартість придбання нашої розробки інвестором для її комерціалізації):  $PV = K \times B_{\text{заг}} = (1,0\dots5,0) \times B_{\text{заг}}$ ,

де  $B_{\text{заг}} = 161$  тисяч грн (див. підрозділ 5.1).

Для нашого випадку прийmemo, що:

$$PV = (1,0\dots5,0) \times 161 = 3,0 \times 161 = 483 \text{ тисячі (грн.)}$$

Абсолютний економічний ефект для потенційного інвестора від можливої комерціалізації нашої розробки за три роки (2026, 2027, 2028) складе:

$$E_{\text{абс}} = \text{ПП} - PV = 2120 - 483 = 1637 \text{ тисяч (грн.)}$$

Тоді внутрішня дохідність  $E_v$  вкладених інвестицій (коштів) становитиме:

$$E_B = T_{\text{ж}} \sqrt[4]{1 + \frac{E_{\text{абс}}}{PV}} - 1, \quad (5.12)$$

де  $E_{\text{абс}}$  – абсолютний ефект вкладених інвестицій;  $E_{\text{абс}} = 1637$  тисяч (грн.);

$PV$  – теперішня вартість початкових інвестицій  $PV = 483$  тисячі (грн.);

$T_{\text{ж}}$  – життєвий цикл розробки, роки.

$T_{\text{ж}} = 4$  роки (2025-й, 2026-й, 2027-й, 2028-й роки).

Для нашого випадку отримаємо:

$$E_B = \sqrt[4]{1 + \frac{1637}{483}} - 1 = \sqrt[4]{1 + 3,3892} - 1 = \sqrt[4]{4,3892} - 1 = 1,447 - 1 = 0,447 \approx 44,7\%.$$

Мінімальна дохідність можливо вкладних інвестицій  $\tau_{\text{мін}}$ , яка є допустимою, визначається за формулою:

$$\tau_{\text{мін}} = d + f, \quad (5.13)$$

де  $d$  – середньозважена ставка за депозитними операціями в комерційних банках; в 2025 році в Україні  $d = (0,10 \dots 0,18)$ . Прийmemo, що  $\tau = 15\%$ .

$f$  – показник, що характеризує ризикованість вкладень;  $f = (0,05 \dots 0,30)$ .

Прийmemo, що  $f = 30\%$ , тобто  $f = 0,3$ .

Тоді для нашого випадку отримаємо:

$$\tau_{\text{мін}} = 0,15 + 0,30 = 0,45 \text{ або } \tau_{\text{мін}} = 45\%.$$

Оскільки величина  $E_B = 44,7\% \approx \tau_{\text{мін}} = 45\%$ , то потенційний інвестор у принципі може бути зацікавлений комерціалізації нашої розробки.

Термін окупності коштів, вкладених потенційним інвестором у можливу комерціалізацію нашої розробки, становитиме:

$$T_{\text{ок}} = \frac{1}{E_B} = \frac{1}{0,447} \approx 2,24 \text{ років} < 3 \text{ років}, \quad (5.14)$$

що також свідчить про потенційну економічну доцільність комерціалізації розробленої нами багатoelementної лінійної антенної решітки LTE.

Результати виконаної економічної частини магістерської кваліфікаційної роботи зведено у таблицю:

Показники	Задані у ІЗ	Досягнуті у магістерській роботі	Висновок
1. Витрати на розробку	В межах 160 тисяч (грн.)	≈ 161 тисяч (грн.)	Досягнуто
2. Абсолютний ефект від впровадження розробки, тисяч грн	В межах 1600 тисяч грн (за три роки)	1637 тисяч грн (при 11,0% інфляції)	Виконано
3. Внутрішня дохідність вкладених інвестицій (коштів), %	не менше 45,0%	44,7%	Виконано
4. Термін окупності інвестицій (коштів), роки	до 3-ти років	2,24 роки	Виконано

Таким чином, основні економічні показники, досягнуті нами в розробленій багатoelementній лінійній антенній решітці LTE в режимі осьового випромінювання, визначені у індивідуальному завданні, повністю виконані.

## ВИСНОВКИ

У магістерській кваліфікаційній роботі виконано комплексне дослідження багатоелементної лінійної антенної решітки LTE на основі патч-антен із повітряним діелектриком, спрямоване на підвищення ефективності випромінювання в режимі осьової дії в діапазоні частот 1700–1900 МГц. Отримані результати підтвердили доцільність застосування патч-структур у поєднанні з оптимізованою геометрією решітки для формування стабільних частотних характеристик і високих спрямованих властивостей.

Проведений аналіз сучасних підходів до проєктування антен для LTE дозволив визначити ключові вимоги до робочої смуги, коефіцієнта підсилення, показників узгодження та форми діаграми спрямованості. На основі цих вимог була сформована та обґрунтована конструкція патч-антени з повітряним діелектриком, що забезпечує низькі втрати та можливість ефективного компонентування в багатоелементній структурі.

Розроблена лінійна антена решітка продемонструвала високі електромагнітні характеристики, підтверджені моделюванням у середовищі ANSYS HFSS. Зокрема, збільшення кількості елементів та раціональний добір структур директорів дали змогу суттєво підвищити коефіцієнт підсилення та покращити спрямованість. Порівняння різних варіантів решітки показало, що перехід від дискових до дротових директорів забезпечує значний приріст ефективності випромінювання та формування вузького головного пелюстка.

Аналіз хвильових процесів на основі візуалізації силових ліній електричного поля підтвердив коректність вибраного підходу до формування електромагнітного пучка та узгодженість роботи елементів у складі решітки. Визначено, що відстань між елементами, розміри патчів та тип директорів є ключовими параметрами, які визначають робочу смугу, амплітудно-фазовий розподіл та загальний вигляд діаграми спрямованості.

Узагальнення результатів дозволило сформулювати рекомендації щодо оптимізації антенної решітки LTE, серед яких: збільшення кількості директорів, використання комбінованих конструкцій елементів, забезпечення мінімальних

втрат у фідері та точне узгодження вхідного імпедансу. Такі підходи дозволяють значно покращити параметри осьового випромінювання, забезпечити стійку роботу в заданому діапазоні частот та підвищити енергетичну ефективність систем зв'язку LTE.

У ході дослідження отримано низку кількісних результатів, що підтверджують ефективність оптимізованої конструкції антенної решітки. Зокрема, для 10-елементної лінійної структури з дисковими директорами коефіцієнт підсилення становив 13,6 дБі на частоті 1800 МГц, при цьому відношення «вперед/зад» було недостатньо високим, що обмежувало спрямованість. У вдосконаленій 14-елементній конфігурації, яка поєднує дискові та дотові директори, коефіцієнт підсилення збільшився до 15,45 дБі на частоті 1860 МГц, а показник «вперед/зад» значно зріс, що забезпечило формування вираженого та вузького головного пелюстка. Моделювання також підтвердило стабільність узгодження в робочому діапазоні 1700–1900 МГц та рівномірність розподілу електромагнітного поля в апертурі решітки, що вказує на коректність вибору геометричних параметрів і типу елементів.

Також у магістерській кваліфікаційній роботі виконані розрахунки економічної частини результати яких свідчать про потенційну ефективність з високим науковим, технічним і економічним рівнем. Економічне обґрунтування показало, що запропонована конструкція антенної решітки є доцільною з погляду вартості виготовлення, технологічності та потенціалу застосування в сучасних та перспективних мережах мобільного зв'язку. Отже, поставлена в роботі мета досягнута, а результати дослідження можуть бути використані для подальшої розробки та впровадження високоефективних антенних систем стандарту LTE.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Nadeem Q.U.A., Kammoun A., Debbah M., Alouini S.-M. Design of 5G full dimension massive MIMO systems. *IEEE Trans. Commun.*, 2018, vol. 66, pp. 726–740.
2. Ojaroudiparchin N., Shen M., Pedersen G.F. Multi-layer 5G mobile phone antenna for multi-user MIMO communications. In *Proceedings of the 23rd Telecommunications Forum Telfor (TELFOR)*, Belgrade, Serbia, 24–26 November 2015; pp. 559–562.
3. Osseiran A., Boccardi F., Braun V. et al. Scenarios for 5G mobile and wireless communications: The vision of the METIS project. *IEEE Commun. Mag.* 2014, vol. 52, pp. 26–35.
4. Yang H.H., Quel Y.Q.S. Massive MIMO Meet Small Cell. Springer Briefs Electr. Comput. Eng. 2017.
5. Ojaroudi N., Ghadimi N. Design of CPW-fed slot antenna for MIMO system applications. *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 2014, vol. 56, pp. 1278–1281.
6. Parchin N.O., Basherlou H.J., Al-Yasir Y.I.A., Abd-Alhameed, R.A., Abdulkhaleq A.M., Noras J.M. Recent developments of reconfigurable antennas for current and future wireless communication systems. *Electronics*, 2019, vol. 8, article 128.
7. Ojaroudiparchin N., Shen M., Pedersen G.F. Wide-scan phased array antenna fed by coax-to- microstriplines for 5G cell phones. In *Proceedings of the 21st International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications*, Krakow, Poland, 9–11 May 2016.
8. Hussain R., Alreshaid A.T., Podilchak S.K., Sharawi M.S. Compact 4G MIMO antenna integrated with a 5G array for current and future mobile handsets. *IET Microw. Antennas Propag.*, 2017, vol. 11, pp. 271–279.
9. Andrews J.G., Buzzi S., Choi W., Hanly S.V., Lozano A., Soong A.C.K., Zhang J.C. What will 5G be? *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 2014, vol. 32, pp. 1065–1082.

10. Parchin, N.O.; Al-Yasir, Y.I.A.; Abd-Alhameed, R.A. *Microwave/RF Components for 5G Front-End Systems*; Avid Science: Telangana, India, 2019; pp. 1–200.
11. Chen Q., Lin H., Wang J., Ge L., Li Y., Pei T., Sim C.-Y.-D. Single ring slot-based antennas for metal-rimmed 4G/5G smartphones. *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2018, 67, 1476–1487.
12. Bonfante A., Giordano L.G., López-Pérez D., Garcia-Rodriguez A., Geraci G., Baracca P., Majid Butt M., Marchetti N. 5G massive MIMO architectures: Self-backhauled small cells versus direct access. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 2019, 68, 10003–10017.
13. Gozalvez J. 5G worldwide developments [mobile radio]. *IEEE Veh. Technol. Mag.* 2017, vol. 12, pp. 4–11.
14. 5G in the Sub-6 GHz Spectrum Bands. Available online: <http://www.rcrwireless.com/20160815/fundamentals/5g-sub-6ghztag31-tag99>.
15. Ojaroudi Parchin N., Jahanbakhsh Basherlou H., Abd-Alhameed R. A. (2020). Design of Multi-Mode Antenna Array for Use in Next-Generation Mobile Handsets. *Sensors*, 20(9), 2447. <https://doi.org/10.3390/s20092447>
16. Буйницький М.В., Семенов А.О. Багатоелементна лінійна антенна решітка LTE в режимі осьового випромінювання. Матеріали X Міжнародної науково-технічної конференції «Сучасні проблеми інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем (СППРН-2025)», м. Вінниця, 05 – 07 листопада 2025, ВНТУ, 2025, С. 1-2. URL: <https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/spirn/spirn2025/paper/view/26528>
17. Wang Y., Sun L., Du Z., Zhang Z. (2024). Antenna Design for Modern Mobile Phones: A Review. *Electromagnetic Science*, 2(2), 1–36. <https://doi.org/10.23919/emsci.2023.0052>
18. Zhu J. Q., Ban Y. L., Sim C. Y. D. NFC antenna with nonuniform meandering line and partial coverage ferrite sheet for metal cover smartphone application. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 6, 2017, pp. 2827–2835.

19. Zhu J. Q., Ban Y. L., Xu R. M. Miniaturized dual-loop NFC antenna with a very small slot clearance for metal-cover smartphone applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 3, 2018, pp. 1553–1558.
20. Zhu J. Q., Ban Y.L., Xu R. M. A useful methodology to convert the smartphone metal cover into an antenna booster for NFC applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 7, 2019, pp. 4463–4473.
21. Zhang Y. J., Li Y., Hu M. Z. Dual-band circular-polarized microstrip antenna for ultrawideband positioning in smartphones with flexible liquid crystal polymer process. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 71, no. 4, 2023, pp. 3155–3163.
22. Han C. Z., Huang G. L., Yuan T. A frequency-reconfig-urable tuner-loaded coupled-fed frame-antenna for all-metal-shell handsets. *IEEE Access*, vol. 6, 2018, pp. 64041–64049.
23. Chu F. H. and Wong K. L. Internal coupled-fed dual-loop antenna integrated with a USB connector for WW AN/LTE mobile handset. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 11, 2011, pp. 4215–4221.
24. Guo Q. X., Mittra R., Lei F. Interaction between internal antenna and external antenna of mobile phone and hand effect. *IEEE Transactions Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 2, pp. 862–870, 2013.
25. Payandehjoo K. and AbhariR. Compact multi-band PIFAs on a semi-populated mobile handset with tunable isolation. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 9, 2013, pp. 4814–4819.
26. Chu L. J. Physical limitations of omni-directional antennas. *Journal of Applied Physics*, vol. 19, no. 12, 1948, pp. 1163–1175.
27. Geyi W. Physical limitations of antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 8, 2003, pp. 2116–2123.
28. Wong K. L. Compact and Broadband Microstrip Antennas. John Wiley & Sons, Inc, New York, NY, USA, 2002.
29. Ren Y. J. Ceramic based small LTE MIMO handset antenna,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 2, 2013, pp. 934–938.

30. Lee J., Heo J., Lee J. Design of small antennas for mobile handsets using magneto-dielectric material. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 4, 2012, pp. 2080–2084.

31. Islam, Zain Ul, Amine Bermak, and Bo Wang. A Review of Microstrip Patch Antenna-Based Passive Sensors. *Sensors*, vol. 24, no. 19: article 6355, 2024. <https://doi.org/10.3390/s24196355>

32. Constantine A. Balanis. *Antenna Theory. Analysis And Design*. 2016. John Wiley & Sons, Inc.

33. Semenova O., Semenov A., Meulesteen S., Kryvinska N., Pastushenko H. Intelligent matching technique for flexible antennas. *Informatyka, Automatyka, Pomiaru W Gospodarce I Ochronie Środowiska*, 14(4), 2024, pp. 16–22. Published Dec 21, 2024. <https://doi.org/10.35784/iapgos.6500>

34. 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: <https://doi.org/10.32838/2663-5941/2022.3/03>

35. 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: <https://doi.org/10.15587/2706-5448.2022.256560>

36. 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: <https://doi.org/10.32782/2521-6643-2022.2-64.5>

37. Andriy Semenov, Olena Semenova, Bogdan Pinaiev, Roman Kulias, 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: <https://doi.org/10.15587/2706-5448.2022.261718>

38. 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: <https://doi.org/10.32838/2663-5941/2022.4/07>

39. Abdulhusein A. M., Khidhir A. H., Naser A. A. 2.4 GHz Microstrip Patch Antenna for S-Band Wireless Communications. *Journal of Physics: Conference Series*, Vol. 2114, Issue 1, 2021, p. 012029). IOP Publishing. <https://doi.org/10.1088/1742-6596/2114/1/012029>

40. K.V. Rop, D.B.O. Konditi. Performance analysis of a rectangular microstrip patch antenna on different dielectric substrates. *Innovative Systems Design and Engineering*, Vol 3, No 8, 2012, pp. 7-14.

41. Методичні вказівки до виконання економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт. / Укладачі В.О. Козловський, О.Й. Лесько, В.В. Кавецький. Вінниця : ВНТУ, 2021. 42 с.

Додаток А  
(обов'язковий)

### ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА

## БАГАТОЕЛЕМЕНТНА ЛІНІЙНА АНТЕННА РЕШІТКА LTE В РЕЖИМІ ОСЬОВОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ

Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ-24м  
спеціальності 172 Електронні комунікації та  
радіотехніка

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

М. Буйницький

Буйницький М.В.

(прізвище та ініціали)

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

А.О. Семенов

Семенов А.О.

(прізвище та ініціали)

« 12 » 12 2025 р.

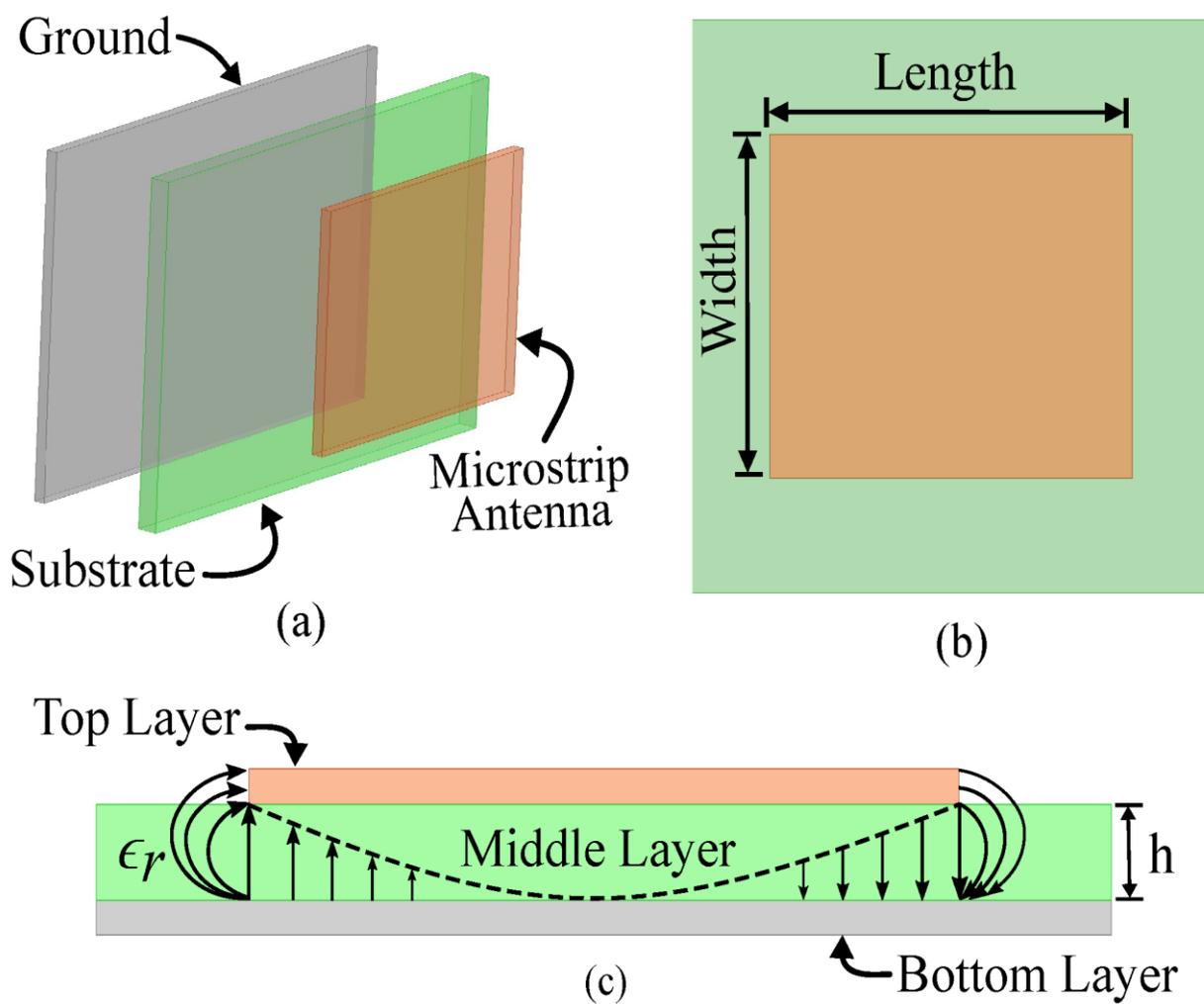


Рисунок 1 – Конструкція мікросмушкової патч-антени: (а) вигляд окремих шарів, (б) вигляд зверху та (в) вигляд збоку

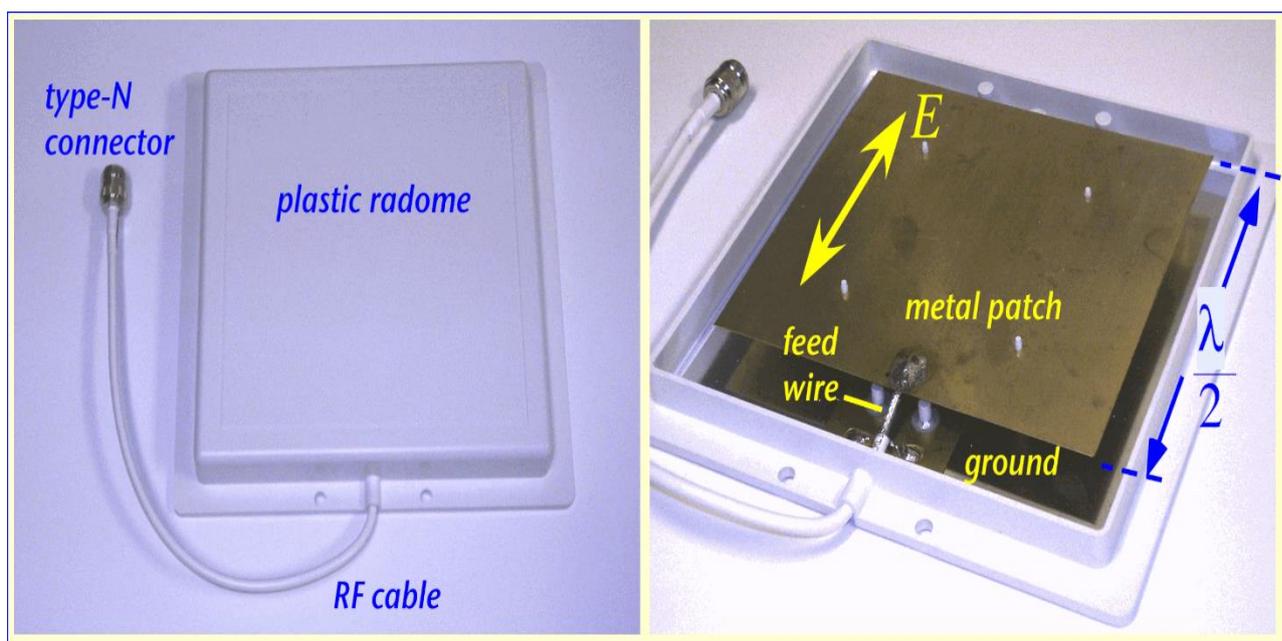


Рисунок 2 – Конструкція патч-антени з повітряним діелектриком

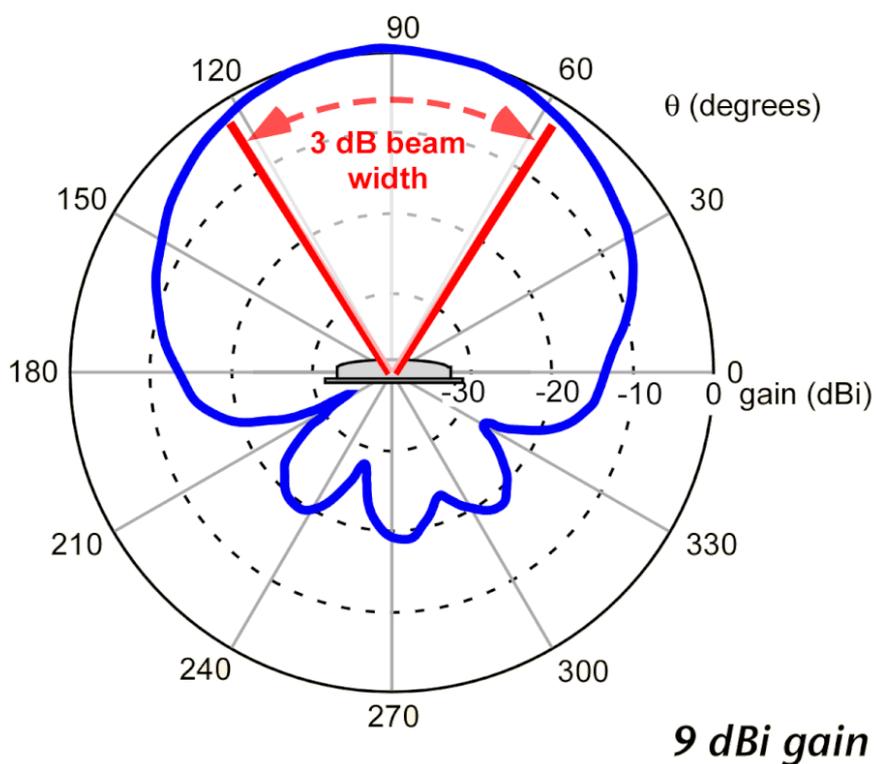
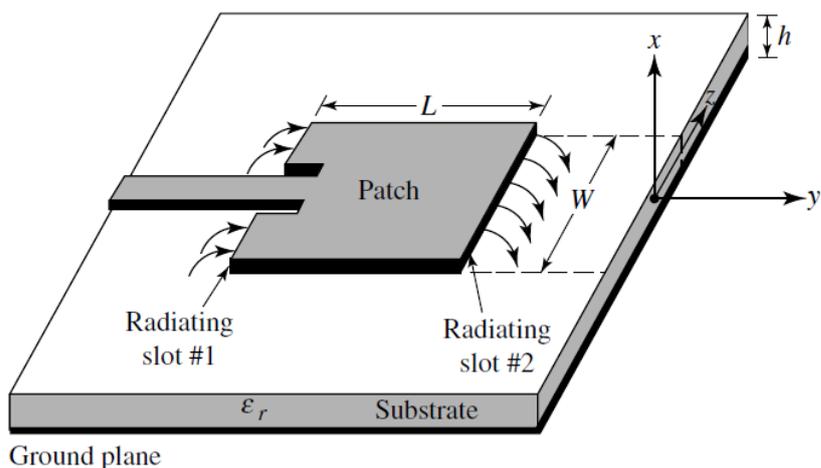
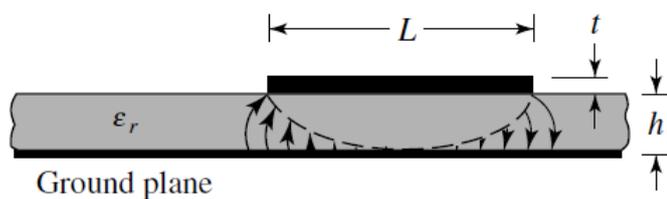


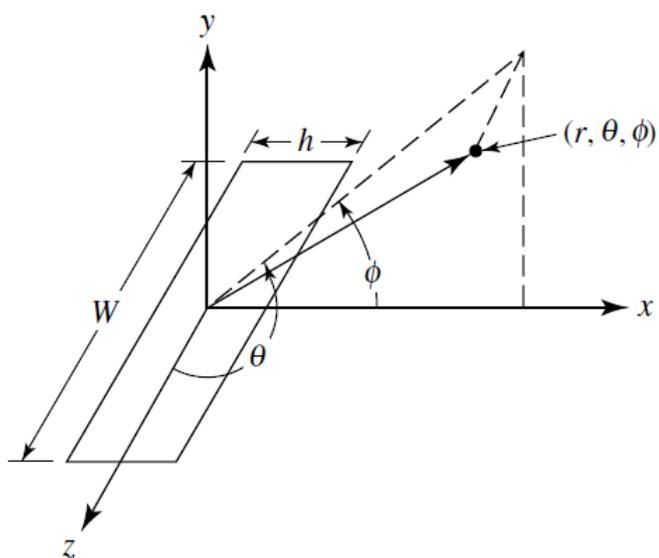
Рисунок 3 – Типова діаграма спрямованості лінійно-поляризованої патч-антени на 900 МГц



(a) Мікросмужкова антена (патч антена)



(b) Вигляд збоку



(c) Система координат для кожної випромінюючої щілини

Рисунок 4 – Мікросмужкова патч-антена та система координат випромінювання

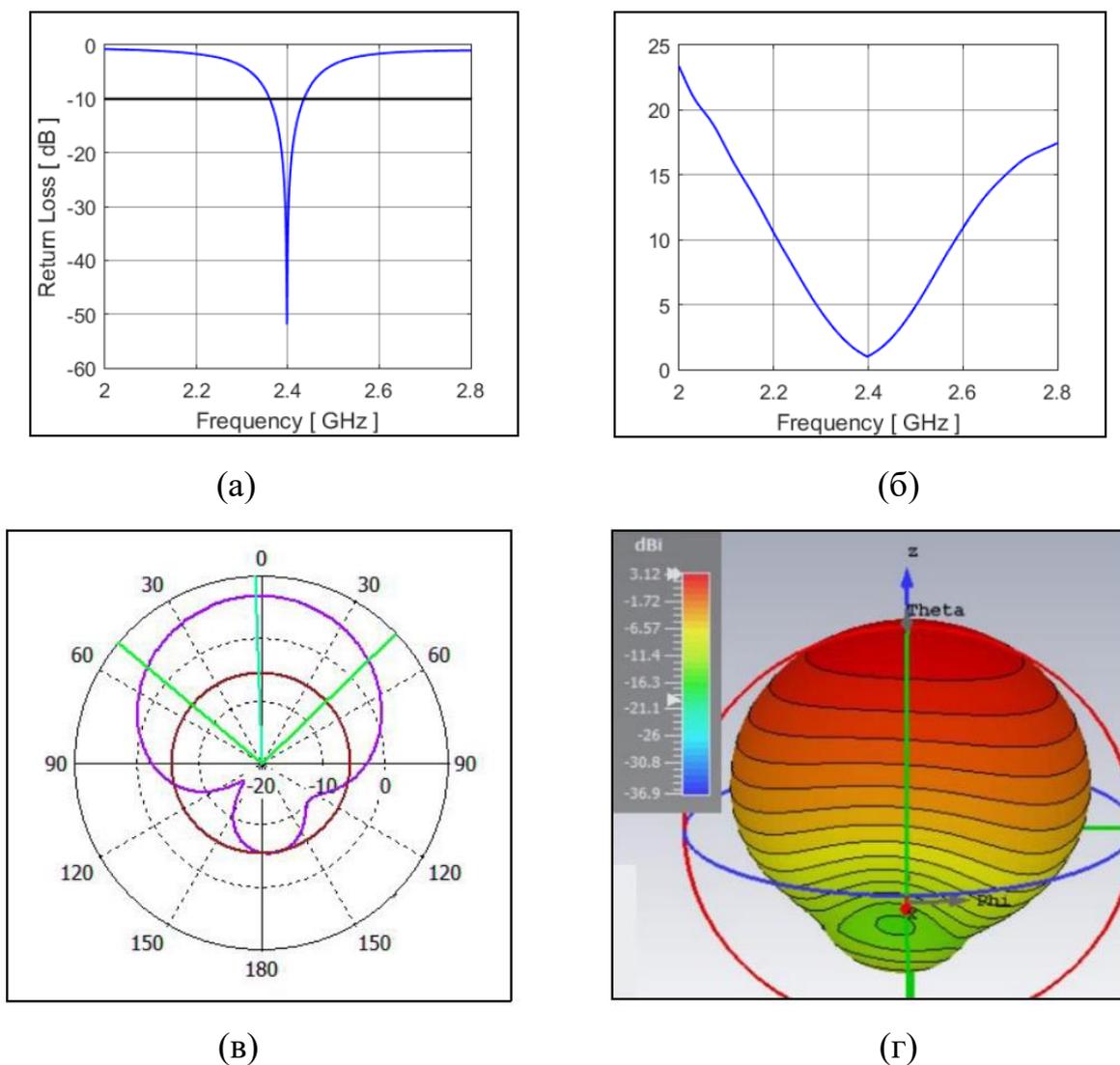


Рисунок 5 – Результати моделювання характеристик мікросмужкової патч-антени: (а) графік зворотних втрат; (б) графік коефіцієнта стоячих хвиль; (в) діаграма спрямованості антени в головних площинах випромінювання; (г) 3-D діаграма випромінювання мікросмужкової патч-антени



Рисунок 6 – Багатоелемента дискова антена за структурою Uda-Yagi (Disk-Yagi)

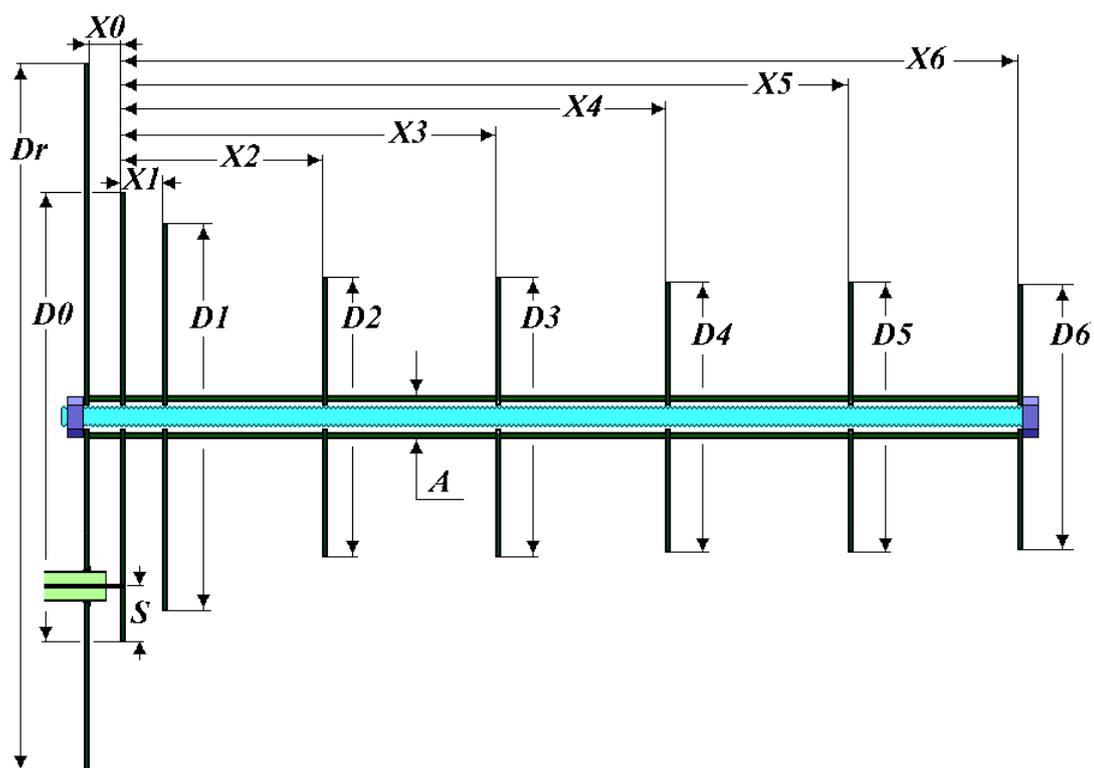


Рисунок 7 – Схематичне зображення поперечного перерізу багатоелементної дискової антени

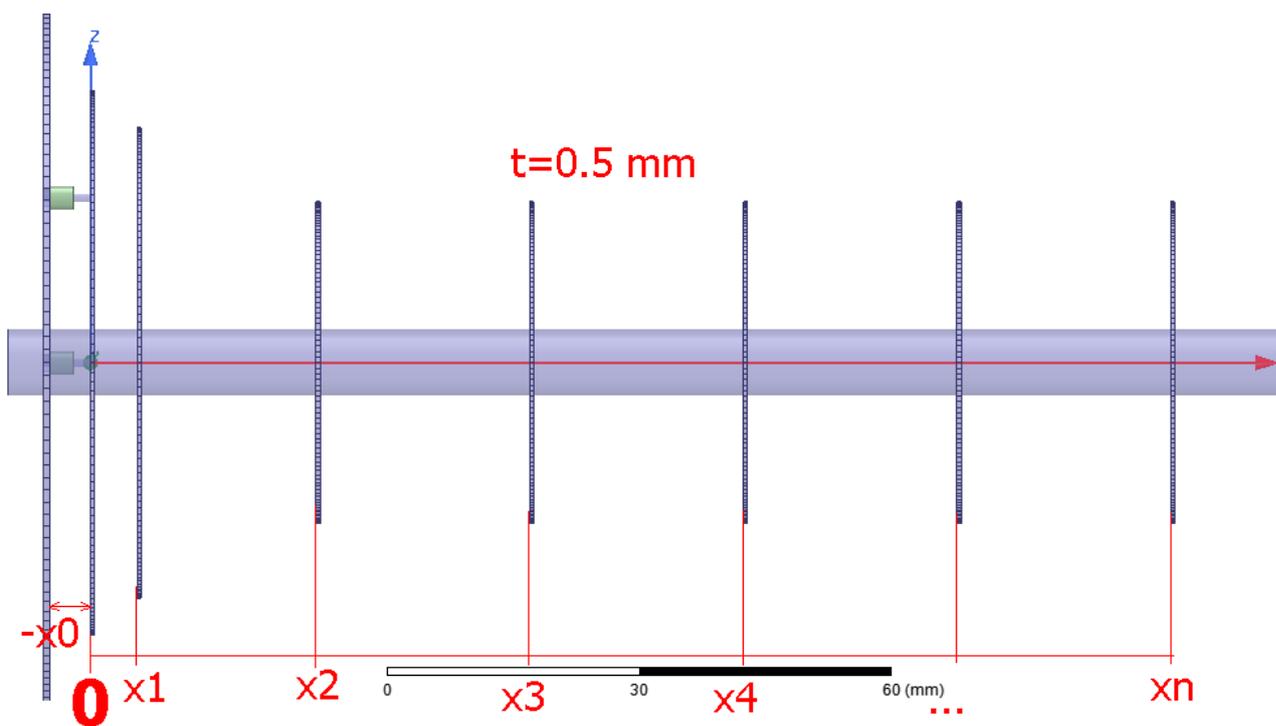


Рисунок 8 – Загальна структура багатоелементної лінійної антенної решітки в режимі осьового випромінювання

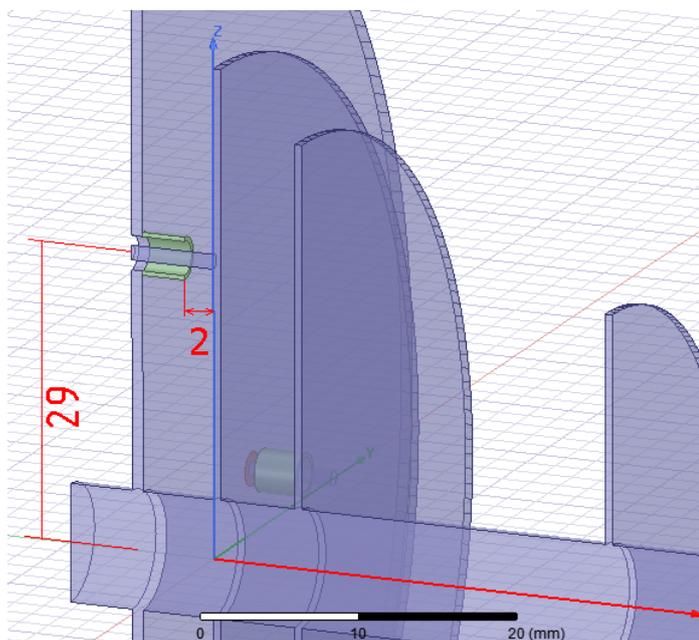


Рисунок 9 – Діаграма підключення точки живлення в програмі ANSYS HFSS

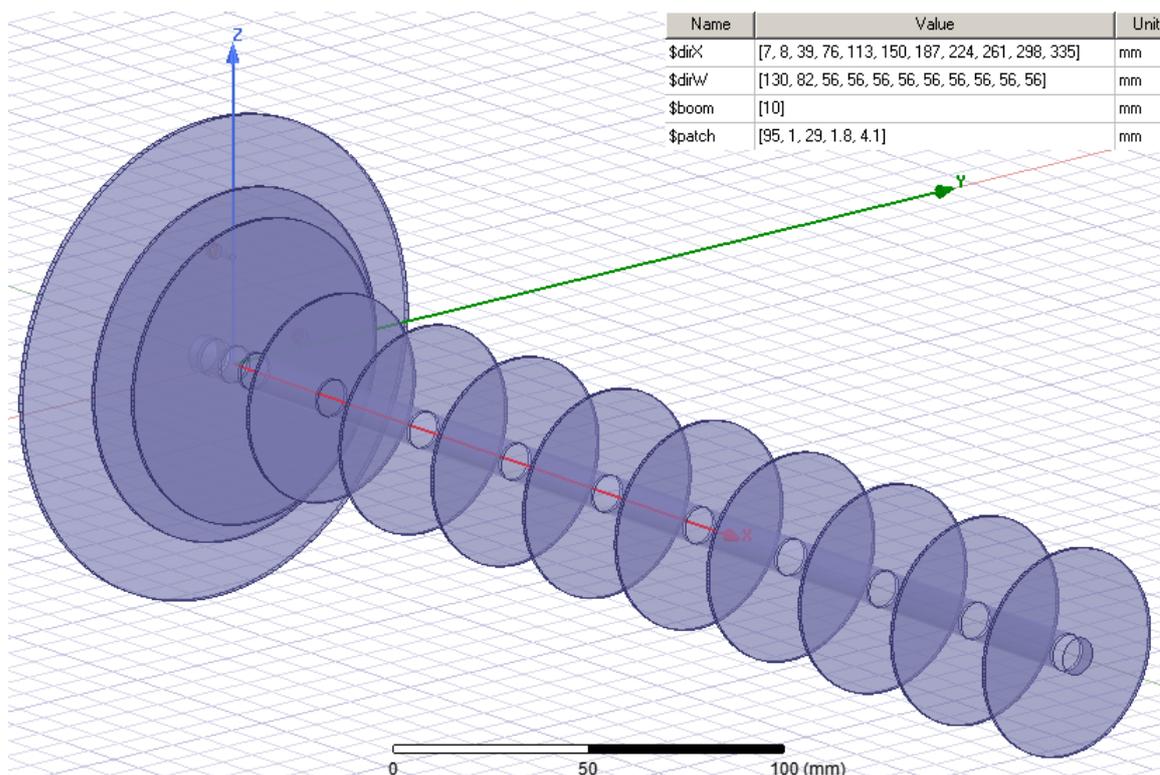


Рисунок 10 – Зовнішній вигляд 10-елементної лінійної антенної решітки в програмі ANSYS HFSS

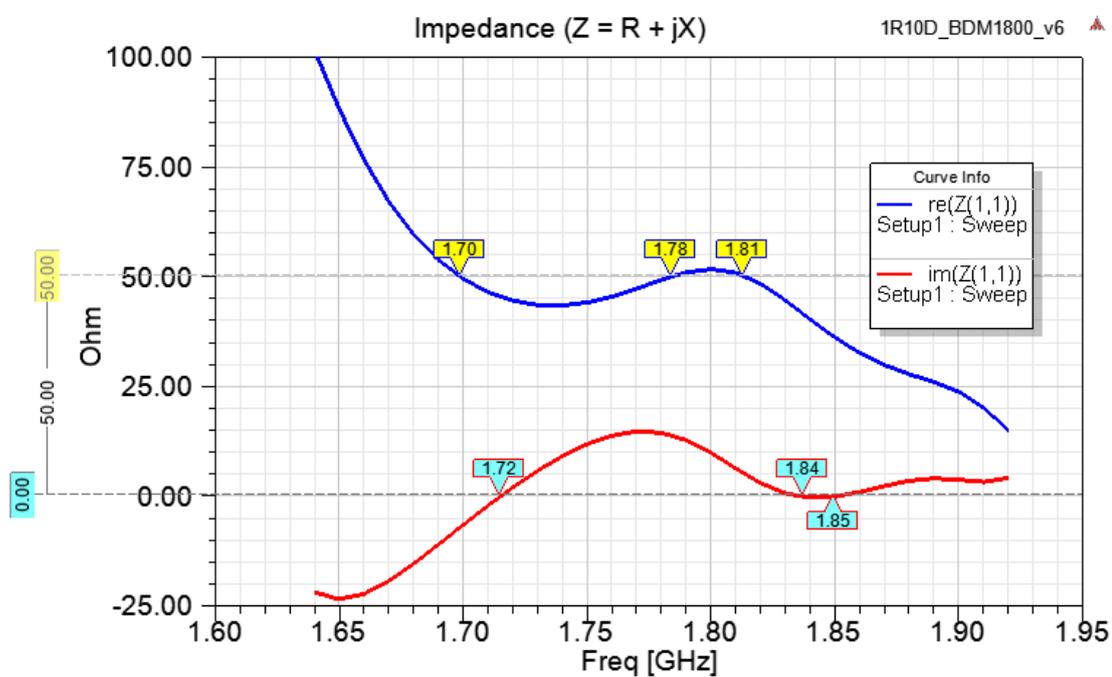


Рисунок 11 – Графік частотних характеристик активної та реактивної складових комплексного вхідного опору 10-елементної лінійної антенної решітки в програмі ANSYS HFSS

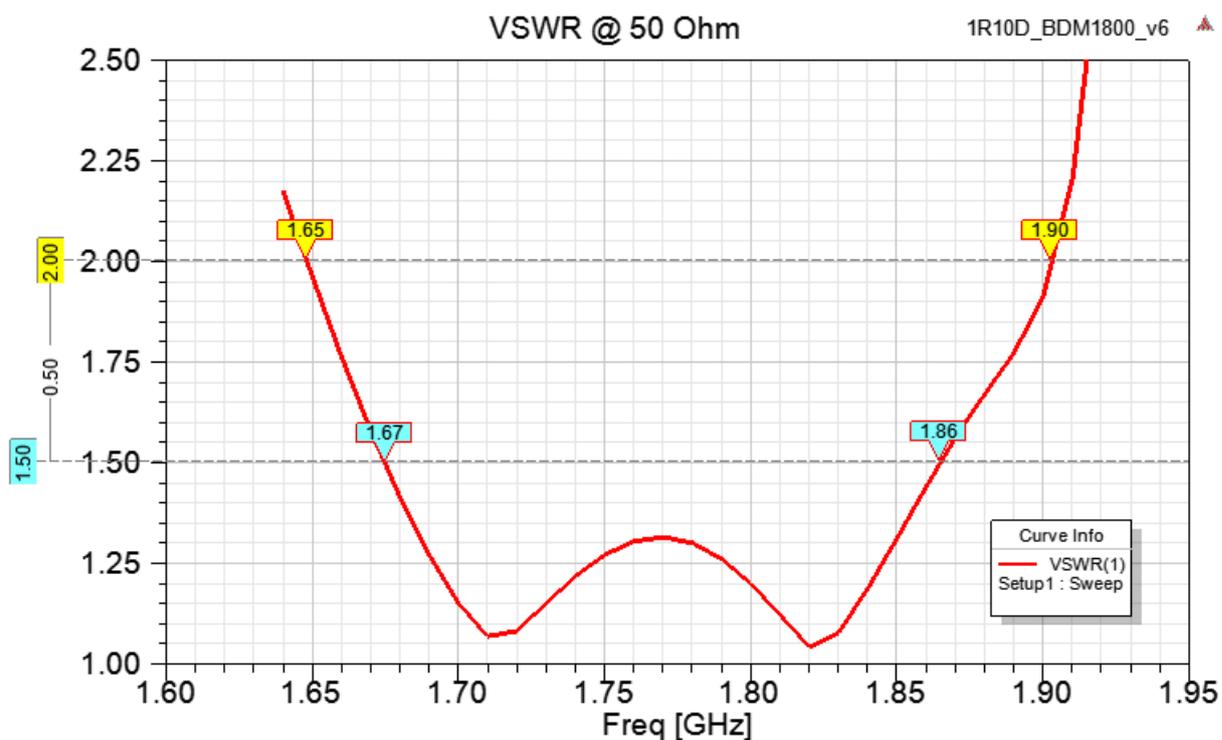


Рисунок 12 – Графік частотної характеристики коефіцієнта стоячої хвилі по нарузі 10-елементної лінійної антенної решітки в програмі ANSYS HFSS

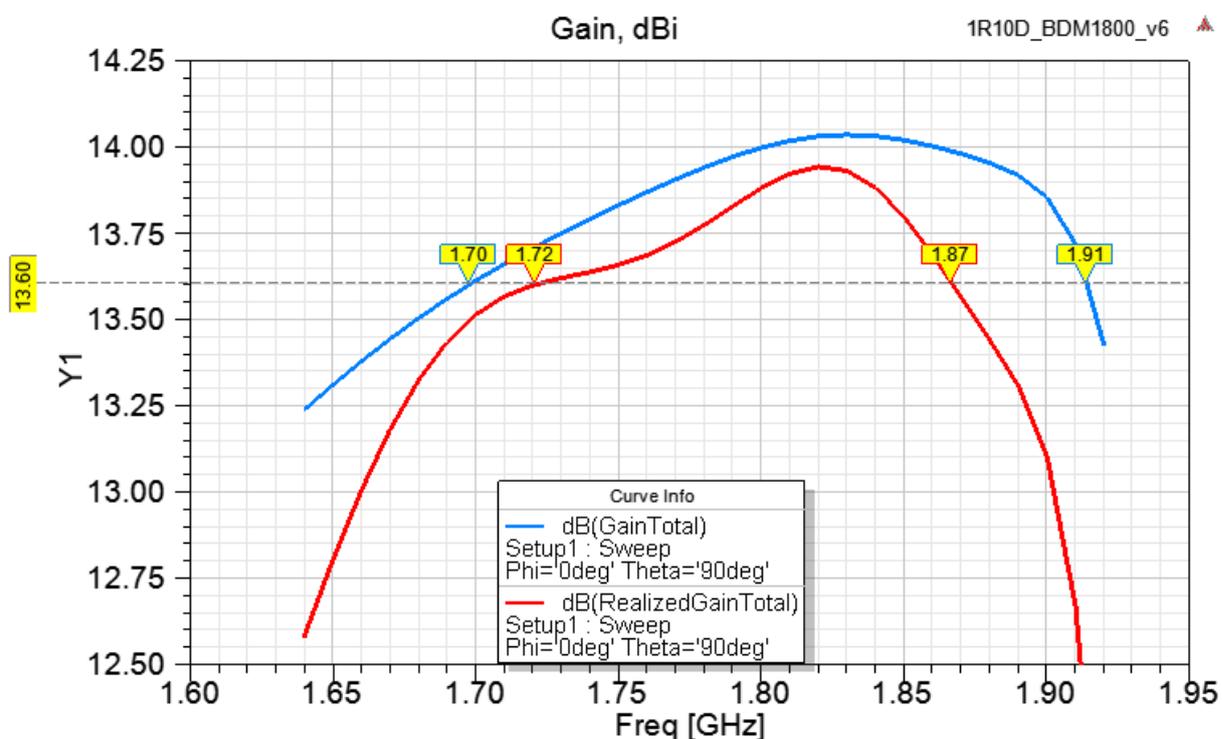


Рисунок 13 – Графік частотної характеристики коефіцієнта підсилення 10-елементної лінійної антенної решітки в програмі ANSYS HFSS

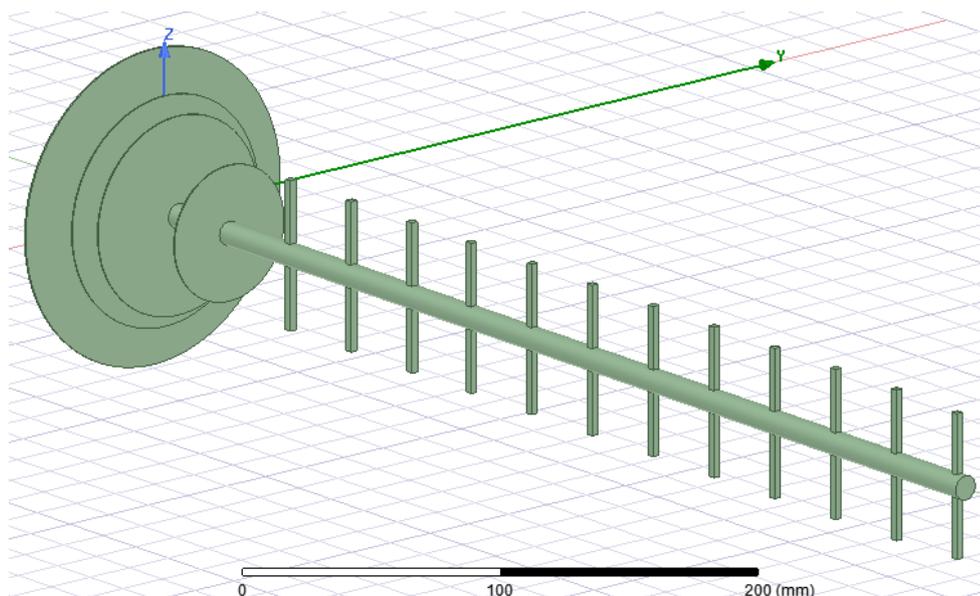


Рисунок 14 – Зовнішній вигляд 14-елементної лінійної антенної решітки з дротяними директорами в програмі ANSYS HFSS

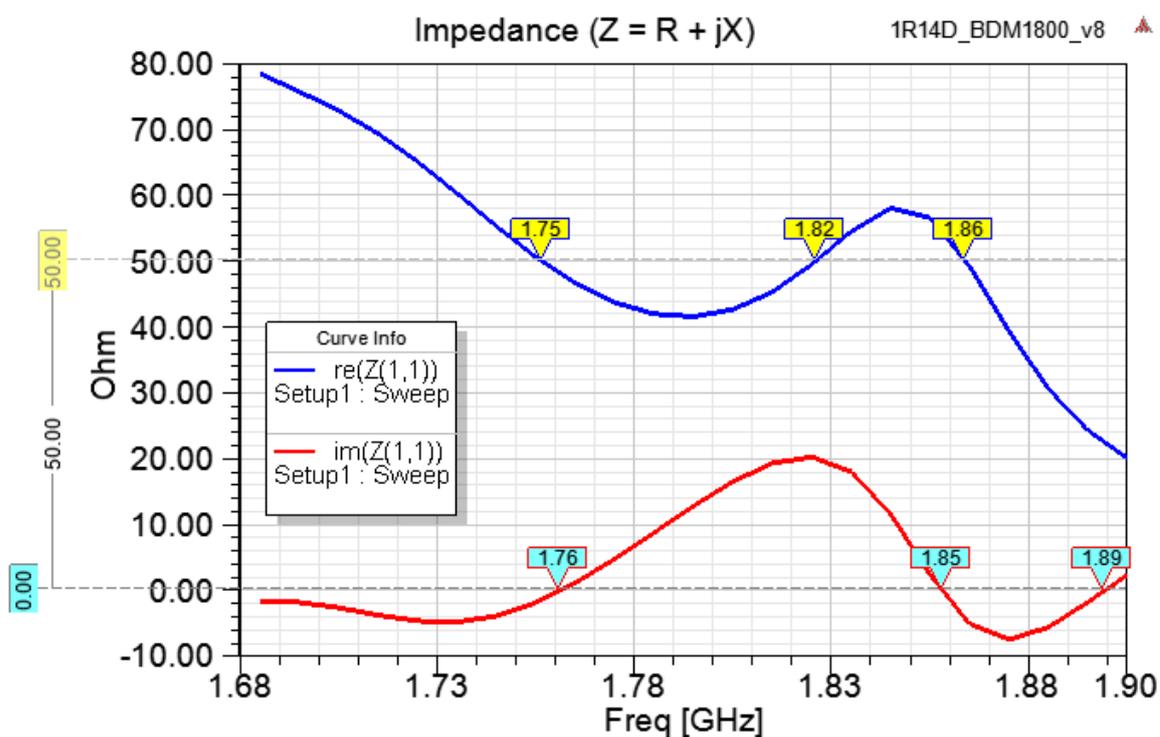


Рисунок 15 – Графік частотних характеристик активної та реактивної складових комплексного вхідного опору 14-елементної лінійної антенної решітки в програмі ANSYS HFSS

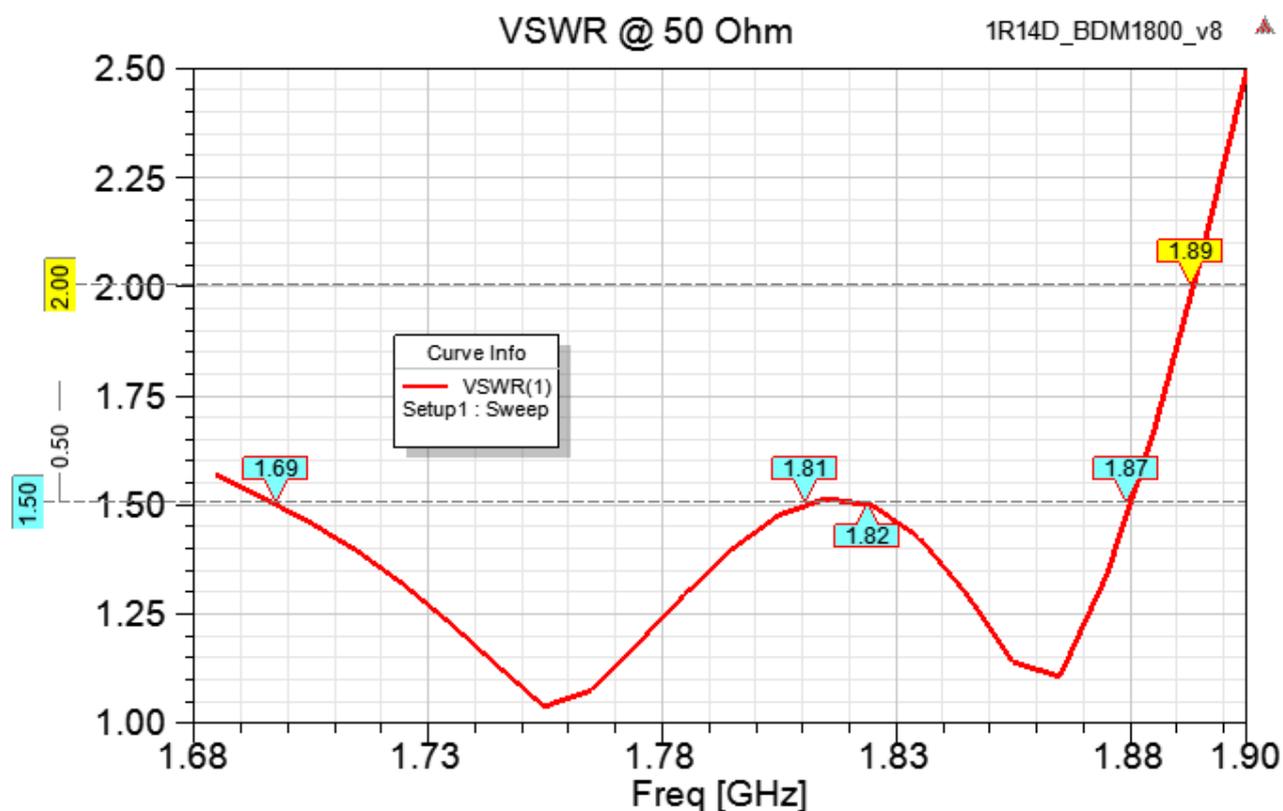


Рисунок 16 – Графік частотної характеристики коефіцієнта стоячої хвилі по нарузі 14-елементної лінійної антенної решітки в програмі ANSYS HFSS

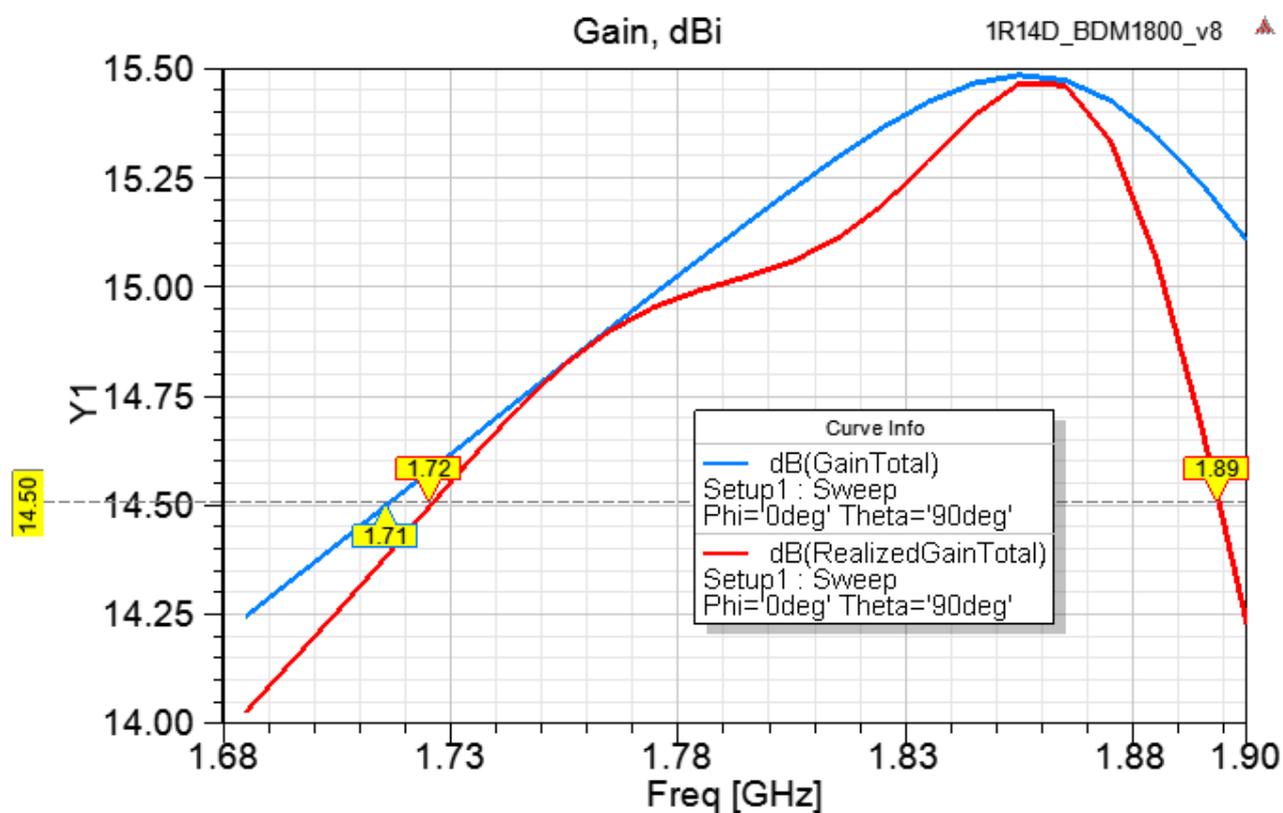


Рисунок 17 – Графік частотної характеристики коефіцієнта підсилення 14-елементної лінійної антенної решітки в програмі ANSYS HFSS

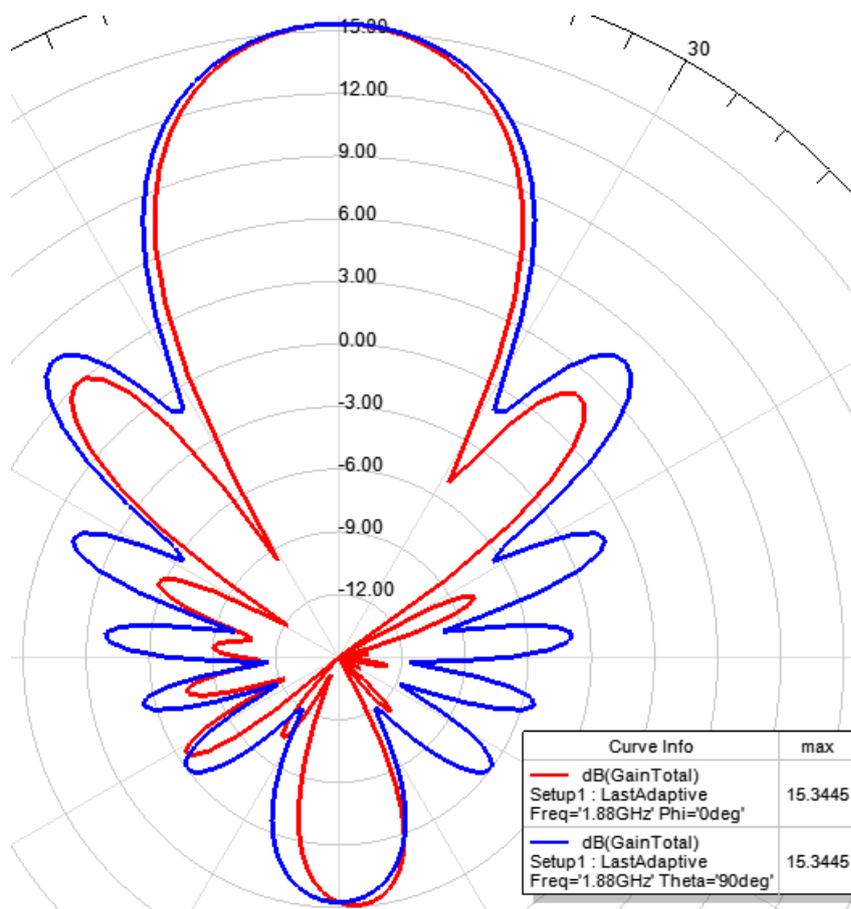


Рисунок 18 – Діаграма спрямованості 14-елементної лінійної антенної решітки в програмі ANSYS HFSS

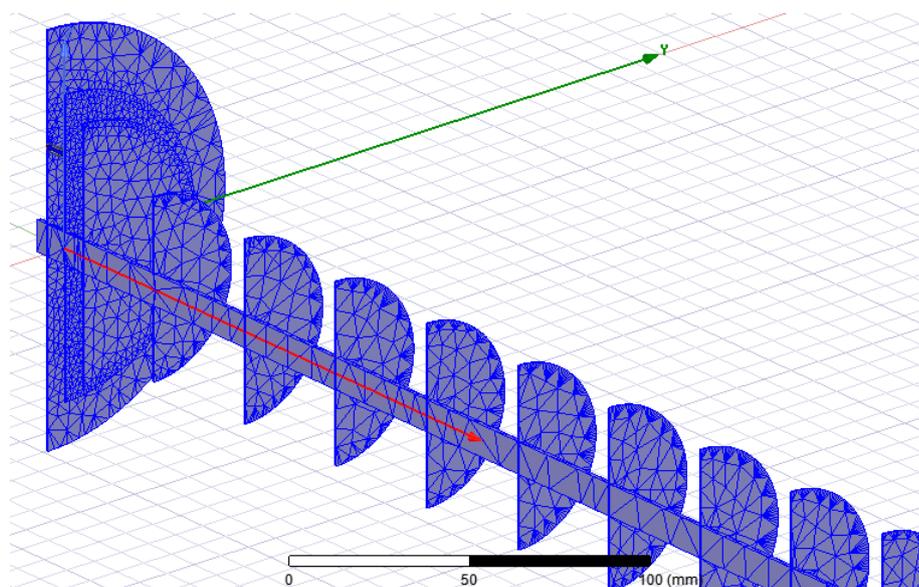


Рисунок 19 – Зображення 10-елементної лінійної антенної решітки з дисковими директорами з зображеними поверхневими елементами для моделювання

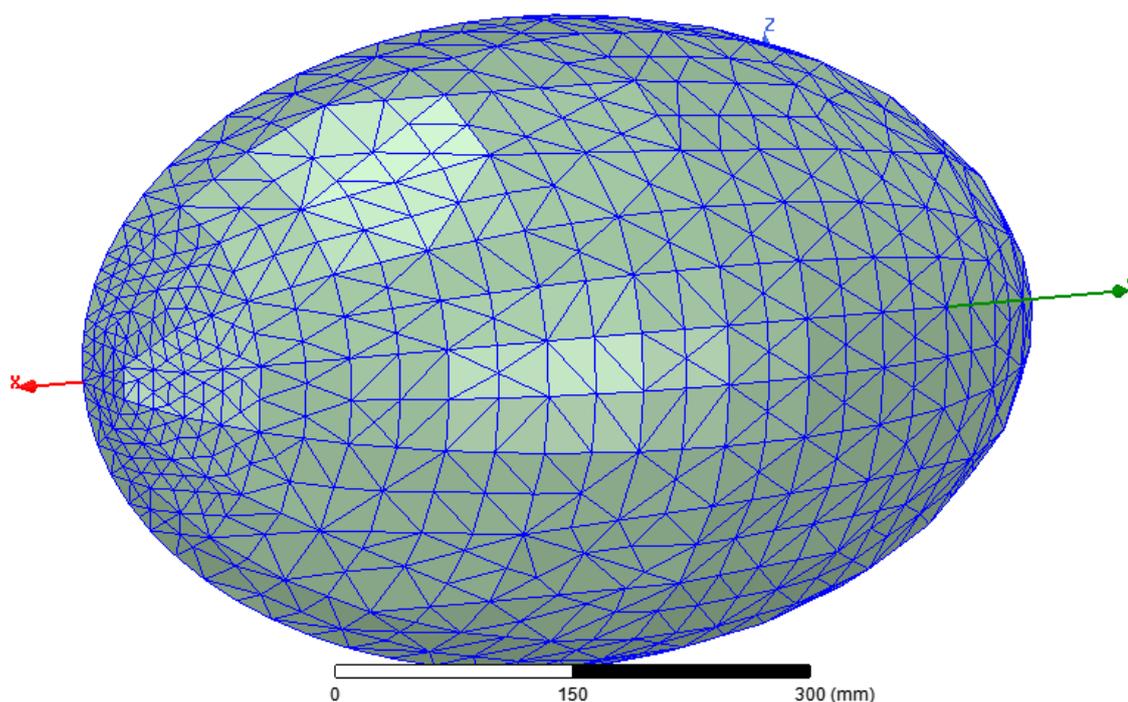


Рисунок 20 – Область простору істотна для перенесення енергії електромагнітних хвиль при випромінюванні 10-елементної лінійної антенної решітки з дисковими директорами

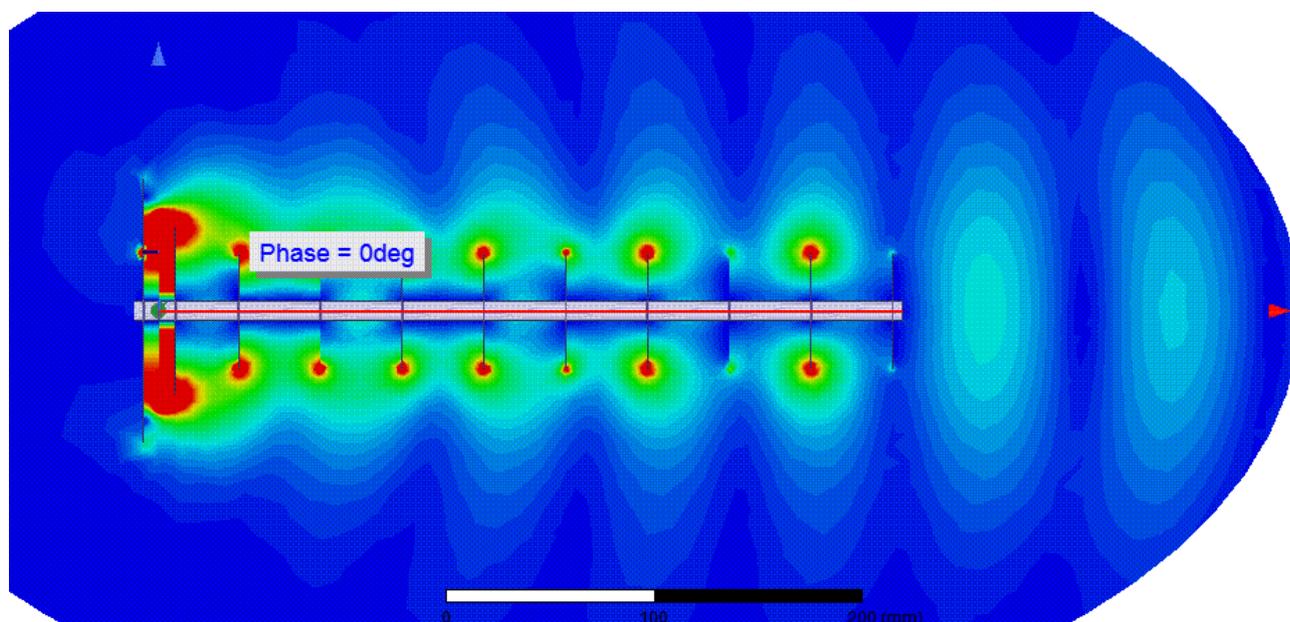


Рисунок 21 – Діаграма силових ліній напруженості електричного поля при випромінюванні 10-елементної лінійної антенної решітки з дисковими директорами

Додаток Б  
(обов'язковий)

**ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ**  
**БАГАТОЕЛЕМЕНТНА ЛІНІЙНА АНТЕННА РЕШІТКА LTE В РЕЖИМІ**  
**ОСЬОВОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ**

## ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

Назва роботи: «Багатоелементна лінійна антенна решітка LTE в режимі осьового випромінювання»

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 4,50%

Висновок щодо перевірки кваліфікаційної роботи (відмітити потрібне)

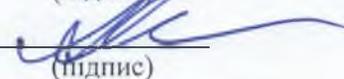
- Запозичення, виявлені у роботі, є законними і не містять ознак плагіату, фабрикації, фальсифікації. Роботу прийняти до захисту
- У роботі не виявлено ознак плагіату, фабрикації, фальсифікації, але надмірна кількість текстових запозичень та/або наявність типових розрахунків не дозволяють прийняти рішення 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.

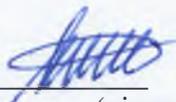
Експертна комісія:

Семенов А.О. – д.т.н., професор каф. ІРТС  
(прізвище, ініціали, посада)

  
(підпис)

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

  
(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., професор каф. ІРТС  
(прізвище, ініціали, посада)

Здобувач   
(підпис) Буйницький М.В.  
(прізвище, ініціали)