

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:

**«ДРУКОВАНА БАГАТОШАРОВА АНТЕНА ВІВАЛЬДІ ДЛЯ  
НАДШИРОКОСМУГОВИХ РАДАРНИХ СИСТЕМ»**

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

(шифр і назва напряму підготовки, спеціальності)

Мулярчук О.П.

(прізвище та ініціали)

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

Семенов А.О.

(прізвище та ініціали)

« 12 » 12 2025 р.

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

Михалевський Д.В.

(прізвище та ініціали)

« 15 » 12 2025 р.

**Допущено до захисту**

Завідувач кафедри ІРТС  
д.т.н. проф. Осадчук О.В.

(прізвище та ініціали)

« 16 » 12 2025 р.

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

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

Мулярчуку Олександрю Петровичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Друкована багат шарова антена Вівальді для надширококутних радарних систем»

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.

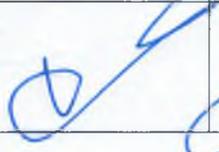
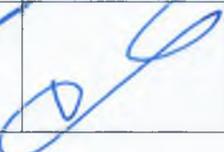
2. Строк подання студентом роботи 12.12.2025 р.

3. Вихідні дані до роботи: діапазон робочих частот 8,0 ГГц – 21,0 ГГц по рівню  $S_{11}$  не вище -10 дБ; кількість шарів друканої антени – не менше трьох; коефіцієнт підсилення антени на нижній частоті не менше 7,5 дБі; коефіцієнт підсилення антени на верхній частоті не менше 10,0 дБі; хвильовий опір фідера 50 Ом; коефіцієнт стоячої хвилі в робочому діапазоні частот не більше 1,8; ширина діаграми випромінювання на низькій частоті не більше 130°; ширина діаграми випромінювання на високій частоті не більше 100°.

4. Зміст текстової частини: Вступ. Аналіз сучасного стану друкованих надширококутних антен. Елементи теорії антен Вівальді. Дослідження двошарової антени Вівальді. Комп'ютерне проектування та модельне дослідження друкованої багат шарової антени Вівальді в пакеті програм HFSS ANSYS. Економічна частина. Висновки. Список використаних джерел. Додатки.

5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): Структура антиподальної антени Вівальді. Геометрія антени Вівальді. Конфігурація антени Вівальді. Порівняння результатів моделювання CST та HFSS. Підкладка з різною діелектричною проникністю. Вплив швидкості відкриття R. Смуга пропускання часткового імпедансу по відношенню до  $D_s$  і  $R_{rad}$ . Антена Вівальді класичної конструкції, змодельована CST. Змодельоване E-поле остаточної конструкції. Графіки зміни коефіцієнта підсилення синтезованої тришарової антени Вівальді.

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)

Мулярчук О.П.

Керівник роботи

  
(підпис)

Семенов А.О.

## АНОТАЦІЯ

УДК 621.396.6

Мулярчук О.П. Друкована багатошарова антена Вівальді для надширокосмугових радарних систем. Магістерська кваліфікаційна робота зі спеціальності 172 – Електронні комунікації та радіотехніка, освітня програма - Радіотехніка. Вінниця: ВНТУ, 2025. 108 с.

На українській мові. Бібліогр.: 36 назв; Табл. 13; Рис. 31 .

У магістерській кваліфікаційній роботі наведено результати розробки та дослідження друкованої багатошарової антени Вівальді для надширокосмугових радарних систем. У роботі розглянуті питання розроблення та аналізу надширокосмугових антен типу Вівальді для застосування в радарних системах. Основну увагу приділено оцінюванню конструкцій багатошарових друкованих антен з урахуванням таких параметрів, як широкий робочий діапазон частот, високий коефіцієнт підсилення та стабільні випромінювальні характеристики. Антену Вівальді обрано завдяки її здатності забезпечувати широку смугу пропускання, високу спрямованість та ефективність роботи в умовах надширокосмугового зондування. У роботі досліджено методи структурної оптимізації, вдосконалення живлення та підвищення ефективності випромінювання для поліпшення характеристик антен даного типу. Результати проведеного аналізу підтверджують перспективність використання друкованих багатошарових антен Вівальді у складі сучасних надширокосмугових радарних систем. Розраховано електричні та конструктивні параметри друкованої багатошарової антени Вівальді. Здійснено комп'ютерне імітаційне моделювання. Також у роботі здійснені розрахунки економічної частини.

**Ключові слова:** антена Вівальді, надширокосмуговий радар, фрактальні сигнали.

## ABSTRACT

Mulyarchuk O.P. Printed multilayer Vivaldi antenna for ultra-wideband radar systems. Master's thesis in the field of 172 – Electronic Communications and Radio Engineering, educational programme – Radio Engineering. Vinnytsia: VNTU, 2025. 108 p.

In Ukrainian. Bibliography: 36 titles; Tables: 13; Figures: 31 .

The master's thesis presents the results of the development and research of a printed multilayer Vivaldi antenna for ultra-wideband radar systems. The thesis examines the development and analysis of ultra-wideband Vivaldi antennas for use in radar systems. The main focus is on evaluating multilayer printed antenna designs, taking into account parameters such as a wide operating frequency range, high gain, and stable radiation characteristics. The Vivaldi antenna was chosen for its ability to provide a wide bandwidth, high directivity, and efficiency in ultra-wideband sensing. The paper investigates methods of structural optimisation, power supply improvement, and radiation efficiency enhancement to improve the characteristics of this type of antenna. The results of the analysis confirm the promise of using printed multilayer Vivaldi antennas in modern ultra-wideband radar systems. The electrical and structural parameters of the printed multilayer Vivaldi antenna have been calculated. Computer simulation modelling has been carried out. The economic part of the work has also been calculated.

**Keywords:** Vivaldi antenna, ultra-wideband radar, fractal signals.

## ЗМІСТ

<b>ВСТУП</b> .....	8
<b>1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ ДРУКОВАНИХ НАДШИРОКОСМУГОВИХ АНТЕН</b> .....	14
1.1 Загальні відомості про антени Вівальді .....	14
1.2 Планарні монопольні антени.....	16
1.3 Планарні щілинні антени .....	18
1.4 Антени типу «краватка-метелик» .....	20
1.5 Рупорні антени.....	22
1.6 Антени з діелектричним резонатором .....	23
1.7 Висновки до розділу .....	23
<b>2 ЕЛЕМЕНТИ ТЕОРІЇ АНТЕН ВІВАЛЬДІ</b> .....	25
2.1 Теоретичні відомості про антени Вівальді .....	25
2.2 Варіанти конструкцій антени Вівальді .....	28
2.3 Варіанти живлення антени Вівальді .....	30
2.4 Висновки до розділу .....	34
<b>3 ДОСЛІДЖЕННЯ ДВОШАРОВОЇ АНТЕНИ ВІВАЛЬДІ</b> .....	36
3.1 Дослідження випромінювальної частини двошарової антени Вівальді .....	36
3.2 Дослідження впливу параметрів матеріалів .....	38
3.3 Дослідження лінії живлення антени Вівальді .....	43
3.4 Дослідження двошарової антени Вівальді класичної конструкції .....	53
3.5 Результати моделювання в пакеті CST MWS антени Вівальді класичної конструкції .....	55
3.6 Експериментальне дослідження антени Вівальді класичної конструкції .....	61
3.7 Висновки до розділу.....	63
<b>4 КОМП'ЮТЕРНЕ ПРОЕКТУВАННЯ ТА МОДЕЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ДРУКОВАНОЇ БАГАТОШАРОВОЇ АНТЕНИ ВІВАЛЬДІ В ПАКЕТІ ПРОГРАМ HFSS ANSYS</b> .....	65

4.1	Синтез конструкції друкованої тришарової антени Вівальді пакеті програм ANSYS HFSS .....	65
4.2	Моделльне дослідження діаграми випромінювання друкованої тришарової антени Вівальді в пакеті програм ANSYS HFSS .....	70
4.3	Моделльне дослідження хвильових характеристик друкованої тришарової антени Вівальді в пакеті програм ANSYS HFSS .....	73
4.4	Висновки до розділу.....	76
<b>5</b>	<b>ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА.....</b>	<b>77</b>
5.1	Технологічний аудит розробленої друкованої багатошарової антени Вівальді для надширококутних систем (далі – розробки).....	77
5.2	Розрахунок витрат на розробку друкованої багатошарової антени Вівальді для надширококутних систем.....	81
5.3	Розрахунок економічного ефекту від можливої комерціалізації нашої розробки.....	86
	<b>ВИСНОВКИ.....</b>	<b>91</b>
	<b>СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....</b>	<b>93</b>
	Додаток А (обов'язковий ) Ілюстративний матеріал.....	97
	Додаток Б (обов'язковий ) Протокол перевірки навчальної (магістерської) кваліфікаційної роботи.....	107

## ВСТУП

### *Актуальність теми.*

Виявлення крізь стіну (TW) стало критично важливою галуззю досліджень у відповідь на виклики безпеки, такі як асиметричні загрози на полі бою та потреби внутрішньої оборони. Системи TW мають здатність покращувати ситуаційну обізнаність та ефективний захист для військових застосувань. На полі бою солдати часто стикаються з невідомими загрозами, прихованими за непрозорими бар'єрами, що вимагає суворих запобіжних заходів для зменшення ризиків. Крім того, пошуково-рятувальні операції та сортування на полі бою повинні проводитися з мінімальним ризиком додаткових втрат. У цьому контексті технології, здатні непомітно виявляти та контролювати присутність людей крізь бар'єри на відстані, стають безцінним активом. Традиційні оптичні датчики зображення неефективні для візуалізації областей за стінами та бар'єрами, що призводить до переваги крізь стіну радіолокаційних датчиків, особливо надширокосмугових (UWB) радарів. UWB радіолокаційні системи забезпечують значні переваги у проникненні бар'єрів та виявленні та локалізації на короткій відстані, що робить їх придатними для застосувань "прозорість крізь стіну" (STTW). На відміну від інших радіолокаційних систем, UWB радіолокатори мають сильну проникаючу здатність порівняно з оптичними системами та пропонують роздільну здатність на високій дальності та кращу дискримінацію цілей порівняно з радіолокаційними системами безперервної хвилі (CW) [1].

Використовуючи імпульсні або частотно-модульовані (FM) сигнали, надширокосмугові радары (UWB) можуть вимірювати мікродоплерівські рухи та розрізнати близько розташовані цілі. Дослідження показали, що як базові доплерівські, так і надширокосмугові радіолокаційні технології ефективні в застосуваннях STTW, особливо завдяки їхній проникності через бар'єри. Інші технології, такі як міліметрово-хвильова та інфрачервона візуалізація, забезпечують хорошу роздільну здатність крізь одяг та упаковку, але стикаються з труднощами при проникненні через матеріали з високою

щільністю, такі як залізобетон, бетонні блоки, гіпсокартон, цегла, дерево, пластик, плитка та скловолокно. Ці матеріали можуть поглинати та розсіювати сигнали, ускладнюючи виявлення. Надширокосмугові системи використовуються в різних застосуваннях, включаючи локалізацію цілей у приміщенні, відстеження та багатовимірну візуалізацію. Крім того, досягнення в дистанційному біомедичному моніторингу виявили доплерівський радар для виявлення життєво важливих показників як перспективний метод моніторингу здоров'я та застосування в сенсорному режимі життя. Цей метод базується на виявленні ключових особливостей періодичних рухів людини, і надширокосмуговий радар особливо добре підходить для захоплення сигналів, пов'язаних з фізіологічною активністю, такою як скорочення легень та серцебиття. Виявлення життєво важливих показників крізь стінку можна розділити на виявлення однієї цілі та виявлення кількох цілей залежно від складності виявлення.

### *Аналіз останніх досліджень*

Значного прогресу досягнуто у виявленні однієї цілі, зосереджуючись на диханні, серцебиттях та ході людини. Однак виявлення кількох цілей залишається складним через такі проблеми, як низька роздільна здатність [1 - 5]. У надширокосмугових радіолокаційних системах ТW антени відіграють вирішальну роль, забезпечуючи передачу та прийом електромагнітних хвиль для цілей візуалізації та зондування. Надширокосмуговий (UWB) визначається як смуга частот більше 500 МГц або більше 25% від робочої центральної частоти. Найпоширеніша смуга частот, присутня в застосуваннях UWB, становить від 3 ГГц до 10 ГГц, хоча в літературі почали з'являтися робочі діапазони від 300 МГц до 20 ГГц [6]. Системи наскрізного радіолокаційного зв'язку (TWR) входять до сімейства UWB систем і привернули значну увагу в останні роки завдяки своїй здатності виявляти та отримувати зображення об'єктів за стінами.

Однією з головних проблем цих систем є те, що відбитий сигнал від стіни сильніший за сигнал, відбитий від людини за стіною. Щоб подолати цю

проблему, необхідно враховувати деякі аспекти конструкції антени [ 7 ]. Щоб забезпечити оптимальну продуктивність у застосуваннях надширокопasmового діапазону (UWB), таких як TWR (надширокопasmове радіозв'язування), антена повинна мати високий коефіцієнт підсилення та хороше узгодження імпедансу по всій робочій смузі пропускання, а також працювати в широкій смузі пропускання для досягнення високої роздільної здатності. Крім того, вона повинна бути здатною працювати в нижчих діапазонах частот для покращеного проникнення [7]. Ще одним моментом, який слід враховувати при виборі цього типу антени, є розмір. При зниженні смуги частот антена має тенденцію збільшуватися в розмірах; тому це питання необхідно враховувати. У цій статті ми обговорюємо різні типи UWB антен, щоб дізнатися характеристики кожної з них та визначити найвигідніший вибір при застосуванні в TWR. У літературі існує багато різних типів конструкцій UWB антен; деякі з них вже застосовувалися в системах TWR [7], інші - в мікрохвильовій візуалізації [8], георадарах [9] тощо.

Антени можна розділити на дві основні групи: планарні та непланарні. Планарні антени можуть мати привабливі характеристики, такі як низький профіль, мала вага та низька вартість, а також їх легко інтегрувати в решітки. Ці типи антен мають як активні, так і паразитні елементи на одній площині, що робить їх двовимірними. Вони корисні в більш дискретних ситуаціях завдяки своїй конструкції. Деякі приклади планарних антен включають наступне: антени Вівальді, монопольні, патч-антени та щілинні антени [7]. Що стосується планарних антен, то найчастіше в системах TWR використовується антена Вівальді. Цей тип антени забезпечує високий коефіцієнт посилення, що дозволяє виявляти ціль на великій глибині за стіною, високу спрямованість (оскільки цей тип системи страждає від значного затухання, всю енергію потрібно зосередити на цілі) та широкопasmову поведінку, тому демонструє високу роздільну здатність, а також може використовуватися в багатьох формах, таких як антиподальні або збалансовані антиподальні антени Вівальді. Завдяки своїй дуже легкій конструкції, цей тип антени також можна

перетворити на конфігурації решітки. Ще однією перевагою антен Вівальді є те, що вони доповнюють багато методів для підвищення їхньої продуктивності. Ці методи базуються на механізмі живлення, виборі підкладки, формі розкльошення тощо. Хоча ще багато чого потрібно зробити, щоб зрозуміти поведінку антен Вівальді та те, як ми можемо мініатюризувати їх, не погіршуючи їхню продуктивність на нижчих частотах, вже є деякі дослідження, що розглядають ці методи [10].

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

Дослідження проведено на кафедрі інформаційних радіоелектронних технологій і систем Вінницького національного технічного університету відповідно до плану наукових робіт університету в межах кафедральної теми 32К3 «Методи та засоби формування й оброблення інформаційно-вимірювальних сигналів» (науковий керівник – д.т.н., професор, завідувач кафедри ІРТС Осадчук О.В.). Робота узгоджується з пріоритетним напрямом розвитку науки і техніки України «Розвиток інформаційних та комунікаційних технологій».

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

***Метою роботи є*** розробка та дослідження друкованої багатошарової антени Вівальді для надширокосмугових радарних систем.

***Об'єктом дослідження є*** процеси перетворення радіолокаційної інформації за допомогою сигналів детермінованого хаосу радара високої роздільної здатності.

***Предметом дослідження*** інформаційні параметри та характеристики друкованої багатошарової антени Вівальді для надширокосмугових радарних систем.

***Задачі дослідження***

Для досягнення поставленої мети в роботі вирішуються наступні задачі:

- розглянути сучасний стан фундаментальних робіт в області проектування, класифікації та режимів роботи надширокосмугових радарних систем;

- розробити широкодіапазлнну спрямовану антену для радара високої роздільної здатності;
- здійснити імітаційне дослідження спрямованих властивостей антени для радара високої роздільної здатності;
- виконати розрахунки економічної частини.

У роботі були використані такі методи дослідження:

- Теоретичний аналіз на основі хвильової теорії для опису принципів роботи антен Вівальді.
- Методи електромагнітного моделювання (EM simulation) у середовищах CST Microwave Studio та HFSS для оцінки параметрів антен.
- Метод порівняльного аналізу конструкцій за коефіцієнтом підсилення, смугою пропускання, імпедансним узгодженням і спрямованістю.
- Методи структурної оптимізації геометрії антени та системи живлення.
- Аналітичне узагальнення літературних даних щодо ефективності антен у наскрізних радарних системах.

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

Теоретична новизна одержаних результатів:

1) Проведено систематизований теоретичний аналіз принципів роботи антен типу Vivaldi у контексті наскрізних (through-wall) радіолокаційних систем, що раніше розглядалося переважно для комунікаційних або вимірювальних застосувань.

2) Узагальнено вплив геометричних параметрів антени (відкривання рупора, форми профілю, заземлення, способу живлення) на основні електромагнітні характеристики: смугу пропускання, коефіцієнт підсилення, КСХН, спрямованість.

3) Сформовано класифікацію підходів до оптимізації антен Вівальді, включно з багат шаровими структурами, фрактальними розширеннями, інтеграцією з матеріалами тощо.

4) Показано теоретичну залежність між параметрами конструкції антени і ефективністю проникнення сигналу крізь діелектричні перешкоди, що є важливим для радарів крізь стіну.

Практична новизна одержаних результатів:

1) Запропоновано порівняльну оцінку існуючих реалізацій антен Вівальді щодо придатності до застосування в надширокосмугових радарних системах.

2) Визначено оптимальні конструктивні підходи (зокрема використання друкованих і багат шарових структур), які забезпечують підвищену стабільність випромінювальної характеристики у широкому частотному діапазоні.

3) Представлено рекомендації для інженерного проектування антен Вівальді з урахуванням особливостей наскрізного радарного зондування (проникність сигналу, мінімізація відбиттів від стін, стабільність фази).

4) Результати можуть бути використані як методологічна основа для подальшого проектування надширокосмугових антен для радарів, систем моніторингу та безконтактної діагностики.

### ***Публікації***

За результатами магістерської кваліфікаційної роботи опубліковано 1 друковану працю [11].

# 1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ ДРУКОВАНИХ НАДШИРОКОСМУГОВИХ АНТЕН

## 1.1 Загальні відомості про антени Вівальді

Антенa Вівальді – це тип антени біжучої хвилі з торцевим випромінюванням, яка чудово підходить для застосувань, що вимагають широкої смуги пропускання та характеристик спрямованості. Основна конструкція антен Вівальді включає експоненціально звужену планарну щілину, яка зазвичай живиться через електромагнітний зв'язок за допомогою переходу від мікросмужкової до щілинної лінії. Ця антена працює з нерезонансним механізмом випромінювання, де хвилі поширюються вздовж звуженої щілини, обмеженої між провідниками. У міру розширення щілини енергія розсіюється в просторі через випромінюючу щілину. Антени Вівальді здатні досягати часткової смуги пропускання до 100% та забезпечують коефіцієнт посилення від 5 до 8 дБі. Вони також можуть досягти коефіцієнта точності 90%. Ці антени використовуються в різних галузях, включаючи системи мікрохвильової візуалізації для біомедичних цілей та застосування крізь стіну для радарів.

### **Антиподальна антена Вівальді (AVA)**

Конструкція антиподальної антени Вівальді (AVA) запозичена з традиційних антен Вівальді, з модифікаціями, внесеними до секції випромінювача. У цій конфігурації два плечі випромінювача розташовані на протилежних сторонах підкладки. Таке розташування, у поєднанні з унікальним механізмом живлення, розширює смугу пропускання стандартної антени Вівальді. Структура живлення AVA передбачає перехід від мікросмужкової лінії до двосторонньої паралельної смужкової лінії, що сприяє роботі на низьких частотах. Внутрішні та зовнішні краї плечей випромінювача мають експоненціальну форму. На рис. 1.1 показана структура AVA, де верхній розширювач функціонує як сигнальний провідник, а нижній розширювач служить заземлювальною площиною, причому обидва розширювачі симетричні один до одного.

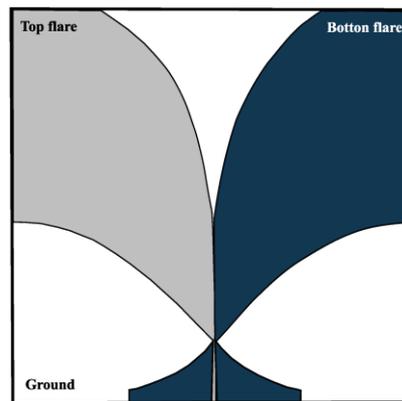


Рисунок 1.1 - Структура антиподальної антени Вівальді

Антиподальна антена Вівальді використовувалася в кількох дослідженнях порівняно зі звичайною антеною Вівальді завдяки своїм перевагам, таким як високий коефіцієнт підсилення, висока ефективність, низькі втрати на відображення, знижені рівні бічних пелюсток, робота на високих частотах та широка смуга пропускання. Ця антена також забезпечує стабільну діаграму спрямованості.

#### 1.1.2 Балансна антиподальна антена Вівальді (BAVA)

Цей тип антени Вівальді складається з трьох мідних шарів: два зовнішні мідні шари з'єднані з лінією живлення та діють як заземлення. Середній шар антени з'єднаний із сигнальним шаром та діє як провідник. Усі мідні шари розділені підкладками. Завдяки своїй особливій структурі така антена здатна балансувати навантаження діелектричного матеріалу між провідником та заземлювальною площиною. Однією з переваг цієї конструкції є те, що зміна напрямку променя через частоту та поляризацію, також відома як квінта променя, зменшується завдяки цьому балансу. Антена Вівальді здатна досягти кращого коефіцієнта посилення, зниженого рівня крос-поляризації та широкої смуги пропускання порівняно зі звичайною антеною (AVA), але має деякі суттєві недоліки, такі як складність конструкції та вартість виготовлення, що призводить до переваги конструкції AVA або навіть звичайної конструкції Вівальді, при цьому для досягнення бажаних результатів застосовується кілька методів покращення продуктивності.

## 1.2 Планарні монопольні антени

Планарні монопольні антени – це тип антени, який привернув значну увагу в радіолокаційних застосуваннях завдяки своїй простій структурі, широкосмуговим характеристикам та компактним розмірам. Ці антени характеризуються одним провідником (монополем), розміщеним над заземленою площиною, зазвичай надрукованою на планарній діелектричній підкладці. Їхні широкосмугові характеристики роблять їх особливо придатними для різних радіолокаційних систем, таких як георадари та системи мікрохвильового зображення, де для виявлення та отримання зображень з високою роздільною здатністю необхідний широкий діапазон частот. Компактна та низькопрофільна конструкція планарних монопольних антен дозволяє легко інтегрувати їх у сучасні радіолокаційні пристрої, які часто потребують портативності або повинні розміщуватися в обмеженому просторі. Це робить їх ідеальними для застосування в середовищах, де обмеження простору та ваги є критичними, наприклад, в автомобільних радарх та портативному обладнанні спостереження. Крім того, їхня хороша ефективність випромінювання гарантує, що значна частина переданої потужності ефективно випромінюється, що підвищує здатність радара точно виявляти та отримувати зображення цілей. Планарні монопольні антени зазвичай мають всенаправлену діаграму спрямованості, що забезпечує широке покриття, що є перевагою для таких застосувань, як спостереження за периметром та пошуково-рятувальні операції. Їхня проста планарна структура також дозволяє легко інтегрувати їх з іншими електронними компонентами на друкованих платах (PCB), що робить їх універсальними та економічно ефективними для сучасних радіолокаційних систем, які часто поєднують кілька функцій в одному компактному блоці.

Планарні монопольні антени мають випромінювальний елемент, який може живитися або через мікросмужкову лінію, або через копланарний хвилевід (CPW). Заземлююча площа на задній стороні антени може бути повністю або частково покрита. Повна заземлююча площа забезпечує антені властивості спрямованого випромінювання, що може бути корисним у деяких

радіолокаційних застосуваннях. Однак така конфігурація зазвичай призводить до вузької смуги пропускання, що може обмежувати її ефективність у застосуваннях, що вимагають широкосмугових можливостей. З іншого боку, часткова заземлююча площина може підтримувати роботу з ширшою смугою пропускання, що робить її більш придатною для застосувань, які вимагають ефективної роботи антени в ширшому діапазоні частот. Ця гнучкість у конструкції та методах живлення ще більше підвищує адаптивність планарних монопольних антен для різних радіолокаційних застосувань. З цим типом антени можна досягти часткової смуги пропускання 100% та типового коефіцієнта точності близько 75%. Коефіцієнт підсилення, якого можна досягти, становить близько 5 дБі, але при використанні типової заземлювальної системи коефіцієнт підсилення становить від 2 до 3 дБі.

Існують деякі методи, що полягають у збуренні заземлювальної площини, які застосовуються до планарних монопольних антен для розширення смуги пропускання. У [6], автори представляють еліптичну планарну монопольну антену, оптимізовану для радіолокаційних застосувань. Конструкція антени зосереджена на підвищенні її пропускну здатності та ефективності випромінювання, що є життєво важливими для радіолокаційних систем, що потребують надійного виявлення та візуалізації цілей. Еліптична форма допомагає досягти ширшої пропускну здатності та покращеного узгодження імпедансу. Дослідження демонструє ефективність антени в радіолокаційних застосуваннях, де необхідні обмеження простору та висока продуктивність, наприклад, у безпілотних літальних апаратах (БПЛА) та портативних системах спостереження. Конструкція антени забезпечує гнучкість у різних радіолокаційних застосуваннях, що робить її універсальним вибором для різних операційних середовищ. У дослідженні [7] представлені дві надширокосмугові (UWB) планарні монопольні антени еліптичної форми, розроблені в першу чергу для таких застосувань, як виявлення раку молочної залози. Ці конструкції антен відрізняються конфігурацією заземлювальних площин та розмірами їхніх еліптичних ділянок, що суттєво впливає на їхню продуктивність. Кожна антена

має еліптичний діляночний випромінювач на верхній стороні, що живиться від 50 Ом. мікросмужкова лінія, тоді як нижня сторона оснащена частковою заземлювальною площиною, що включає різні схеми розташування пазів. У радіолокаційних застосуваннях подібні принципи проектування можуть бути застосовані для оптимізації антен для конкретних завдань виявлення та візуалізації. Наприклад, ретельний вибір конфігурацій заземлювальної площини та розмірів патча може розширити пропускну здатність та характеристики випромінювання антени, роблячи її більш ефективною для виявлення різних цілей. У цій роботі перша конструкція антени включає прямокутні щілини, орієнтовані на кут  $45^\circ$ , тоді як друга конструкція має прорізи, розташовані під кутом  $90^\circ$ .

Ці конфігурації впливають на робочу смугу пропускання антени, дозволяючи їй охоплювати частоти від 3 до 20 ГГц, що є перевагою для радіолокаційної візуалізації з високою роздільною здатністю та виявлення в різних середовищах.

Можна зазначити, що більшість монопольних планарних антен використовують підкладки з низькою діелектричною проникністю для досягнення більш компактного розміру, і більшість цих антен здатні досягти часткової смуги пропускання вище 110%. Через свою всеспрямовану діаграму спрямованості цей тип антени не часто використовується в радіолокаційних застосуваннях, а коли він використовується, то для застосувань георадарів, оскільки інші можуть вимагати більших характеристик спрямованості.

### 1.3 Планарні щілинні антени

Планарні щілинні антени складаються з вузької щілини, витравленої на площині землі, з мікросмужковою лінією живлення, надрукованою на іншому боці підкладки. Мікросмужковий провідник закорочений через діелектричну підкладку довшою стороною щілини [13]. Гарне узгодження імпедансу та широка смуга пропускання імпедансу можуть бути досягнуті за допомогою цієї конфігурації шляхом правильного завершення відкритого кінця лінії живлення.

Для збудження щілини випромінювання використовуються методи центрального живлення [13] або зміщеного живлення [14], причому тип з центральним живленням має нижчу смугу пропускання імпедансу порівняно зі зміщеним живленням. Для покращення характеристик випромінювання до задньої сторони конструкції можна додати відбивач або резонатор, хоча це збільшує складність структури антени. Для розширення смуги пропускання антени використовується кілька методів. У [15] для виявлення пухлин запропоновано еліптичну щілинну антену з живленням від CPW з нерівномірним U-подібним штирем на гнучкому рідкокристалічному полімері. Ця антена здатна досягати смуги пропускання від 1 до 12 ГГц. У [23] було запропоновано широкосмугову щілинну антену з живленням від CPW, де антена збуджувалася конічним монополем, а для розширення робочої смуги частот було використано дугоподібну щілину, що дозволило досягти діапазону частот від 2,89 до 12,58 ГГц шляхом розміщення налаштування-штиря всередині випромінювальної щілини.

У [22] представлено компактну та плоску антену з подвійною еліптичною щілиною та диференціальним живленням для медичної діагностики. Ця антена має зменшений розмір 25 мм × 36 мм. На верхній частині підкладки розташовані два еліптичні випромінювачі, а на нижній частині - заземлення на основі подвійних щілин. Дві конічні мікросмужкові лінії з різницею фаз 180° живлять подвійні еліптичні прорізи. Для створення компактної антени, здатної працювати в діапазоні частот від 1 до 9 ГГц, в антену інтегровано диференціальне живлення, яке також забезпечує постійне посилення понад 8 дБі в діапазоні частот від 2 до 8 ГГц.

У [16] розроблено компактну антену (23 мм × 21 мм) для виявлення пухлин молочної залози. Випромінююча частина складається з модифікованого патча круглої та прямокутної форм та заземлювальної площини, що складається з конічної прорізи. Обидві надруковані на підкладці FR-4. Антена має середній коефіцієнт посилення 4,1 дБі в смузі частот від 3,1 до 12 ГГц. Середній ККД запропонованої антени перевищує 90%, з максимумом 96%. Коефіцієнт

точності, що представляє значення взаємної кореляції між переданим та прийнятим сигналом, становить 87% та 91% у конфігураціях «лицьова сторона до лиця» та «бік-о-бік» відповідно. Планарні щілинні антени можуть бути придатними для радіолокаційних застосувань завдяки їхньому потенціалу забезпечувати широку смугу пропускання, хороше узгодження імпедансу та високу ефективність випромінювання, що важливо для виявлення та візуалізації цілей на різних частотах. Їх компактний розмір та низький профіль також пропонують переваги, що робить їх потенційно ідеальними для інтеграції в портативні та обмежені в просторі радіолокаційні системи. Більше того, їхня здатність досягати спрямованих діаграм спрямованості може дозволити їм ефективніше фокусувати енергію на певних областях.

#### 1.4 Антени типу «краватка-метелик»

Антенa типу «краватка-метелик» має два трикутні провідні елементи, надруковані на друкованій платі, причому обидва елементи живляться на їхніх вузьких кінцях, які зазвичай називають вершиною дуги [17]. Ця антенa, по суті, є планарною версією традиційної біконічної антени. У цьому типі антени різке припинення розподілу струму на краях трикутних елементів може призвести до деяких обмежень смуги пропускання. Однак, для підвищення продуктивності та розширення смуги пропускання антени можна використовувати кілька методів. Наприклад, у [24] була розроблена планарна щілинна антенa типу «краватка-метелик» для збільшення смуги пропускання звичайної антени типу «краватка-метелик» до 40%. У дослідженні було запроваджено конічний металевий штифт у центрі щілини типу «краватка-метелик», що ще більше розширило смугу пропускання імпедансу та ввело нову резонансну частоту у вищому діапазоні, значно покращуючи загальну продуктивність смуги пропускання. В іншому дослідженні в [18] представлена нова антенa типу «краватка-метелик» пірамідальної форми, призначена для радіолокаційної візуалізації. Випромінювальна структура антени складається з пари конічних плечей типу

«метелик» у формі рога на діелектричній підкладці з лінією прорізів між плечима для покращення узгодження імпедансу.

Для досягнення більш спрямованої діаграми спрямованості до задньої частини плечей типу «метелик» було додано пірамідальний відбивач у формі рога. Порівняння антени з відбивачем та без нього показало, що антена з відбивачем демонструє чудові односпрямовані характеристики випромінювання, що робить її придатною для застосування в радіолокаційній візуалізації з високою спрямованістю. Ця конструкція працює в діапазоні частот від 3,06 до 11,7 ГГц і досягає пікового коефіцієнта посилення 8,5 дБі.

Крім того, у [19] запропоновано компактну антену типу «метелик», оптимізовану для застосування в георадарах (GPR). Ця антена використовує техніку резистивного навантаження з використанням тонкого листа графіту для досягнення надширокопasmової (UWB) продуктивності та мінімізації відбиттів від торця. Модифікована конструкція включає заокруглення гострих кутів плечей антени, що покращує узгодження імпедансу та розширює робочу смугу пропускання від 0,4 ГГц до 4,8 ГГц. Результати моделювання показують, що ця конструкція забезпечує підвищену ефективність випромінювання, збільшене посилення та зменшені відбиття, що робить її дуже ефективною для застосувань георадара, де чітке виявлення сигналу та мінімальні перешкоди є критично важливими. Ці дослідження в сукупності демонструють універсальність планарних антен типу «метелик» у радіолокаційних застосуваннях. Постійні вдосконалення в конструкції антен, такі як включення резистивного навантаження та оптимізовані структури живлення, продовжують підвищувати ефективність антен типу «метелик» у різних радіолокаційних технологіях, включаючи георадари та системи радіолокаційної візуалізації.

### 1.5 Рупорні антени

Рупорні антени мають широкий спектр застосування, від антен з малою апертурою до антен з великою апертурою, що використовуються для живлення відбивачів. Ці антени можуть збуджуватися в будь-якій поляризації або в

комбінації поляризацій. Рупорні антени бувають різних форм, найпоширенішими є пірамідальна та конічна [20]. Цей тип антен не має специфічного випромінювального елемента, що дозволяє йому працювати в широкому діапазоні частот, демонструючи при цьому високі значення коефіцієнта посилення, які можуть досягати 20 дБі або більше. У [30] розроблено рупорну антену з поперечним електромагнітним (ТЕМ) режимом для роботи в діапазоні частот від 2 до 12 ГГц. Щоб узгодити імпеданс коаксіального роз'єму, для цієї антени було розроблено мікросмушковий балун з паралельним з'єднанням. Результати показують КСХН менше -31 дБ у діапазоні частот від 2 до 13 ГГц. Рупорні антени, як правило, відомі як великі та громіздкі, але є дослідження, зосереджені на методах мініатюризації цих антен. У [29] було запропоновано компактну керамічну двогребеневу рупорну антену для біомедичних надширококутових радіолокаційних застосувань. У конструкції використовувався металокерамічний матеріал з діелектричною проникністю 70, що призвело до загального розміру апертури 16 мм × 11 мм. Діапазон частот запропонованої антени становить від 1,5 до 5 ГГц, з коефіцієнтом посилення 8 дБі в робочому діапазоні частот. Використання матеріалу з високою діелектричною проникністю впливає на вхідний імпеданс антени, зменшуючи його до значення 15 Ом.

Щоб вирішити цю проблему, в антену було інтегровано підсилювач потужності надширокого діапазону (НШД). Функція підсилювача полягає в узгодженні низького вхідного імпедансу антени зі стандартним імпедансом обладнання, забезпечуючи оптимальну продуктивність. Таким чином, рупорні антени є важливими конструкціями для радіолокаційних застосувань завдяки їх високому коефіцієнту підсилення, широкій смузі пропускання та гнучкості поляризації. Хоча традиційно вони великі та громіздкі, постійні дослідження спрямовані на мініатюризацію цих антен та підвищення їхньої продуктивності за допомогою інноваційних конструкцій, використовуючи, наприклад, високодіелектричні матеріали та інтегруючи підсилювачі потужності надширокого діапазону. Ці досягнення роблять рупорні антени універсальними

та ефективними як для звичайних радіолокаційних систем, так і для нових застосувань, таких як біомедична візуалізація та компактні георадари.

### 1.6 Антени з діелектричним резонатором

Діелектрична резонаторна антена (ДРА) складається з діелектричного матеріалу з високою діелектричною проникністю, такого як керамічний матеріал, встановленого на ідеальному плані землі або на заземленій діелектричній підкладці з нижчою діелектричною проникністю [31]. Для покращення характеристик випромінювання ДРА, конструкція може бути інтегрована з металевими відбивачами, діелектричними лінзами та іншими компонентами. У [32] представлена конструкція ДРА з циркулярною поляризацією, що використовує недорогу епоксидну підкладку FR4 з втратами та товсту ДРА на основі FR4. Ця конструкція збуджується за допомогою чотирилінійного живлення з круговою мережею петльового типу. Петля з її хрестоподібними плечима вводить  $90^\circ$  різниця фаз для досягнення кругової поляризації. Оптимізована антена має загальний розмір  $30 \text{ мм} \times 30 \text{ мм}$  і працює в діапазоні частот від 24 до 27 ГГц, забезпечуючи постійне посилення 8,6 дБі в цьому діапазоні. В іншому дослідженні [31] представлена компактна кубічна діелектрична резонаторна антена для радіолокаційної мікрохвильової візуалізації. Ця антена досягає пікового посилення 5,97 дБі та працює в діапазоні частот від 4,3 до 12,6 ГГц. Результати також показують вимірне посилення 3,88 дБі між 4,31 та 6,4 ГГц та в середньому 4,09 дБі від 9,3 до 13,2 ГГц. Хоча ДРА можуть бути компактними, вони зазвичай пропонують нижче значення часткової пропускну здатності.

### 1.7 Висновки до розділу

У цьому розділі було здійснено огляд кількох основних конструкцій надширокосмугових антен. Він починається з обговорення характеристик конструкції антени Вівальді та типів антен Вівальді, таких як антиподальна Вівальді та збалансована антиподальна Вівальді. Також обговорюються

планарні монопольні та щілинні антени; хоча вони не мають спрямованої поведінки, необхідної в системах TWR, ці типи антен присутні в застосуваннях мікрохвильової візуалізації або в георадарних системах [9]. Останньою обговорюваною планарною антеною є антена типу «метелик». Щодо непланарних конструкцій антен, будуть розглянуті рупорна та діелектрична резонаторна антени.

## 2 ЕЛЕМЕНТИ ТЕОРІЇ АНТЕН ВІВАЛЬДІ

### 2.1 Теоретичні відомості про антени Вівальді

Антенна Вівальді - це широкопasmова антена типу біжучої хвилі з торцевим вогнем, запропонована Гібсоном у 1979 році. Її основна геометрія показана на рисунку 2.1, і вона зазвичай реалізується на діелектричній підкладці з рисунком Вівальді, витравленим на верхній обшивці підкладки. Базова структура складається з рівномірної щілини шириною  $\lambda_s/4$ , яка з'єднана з експоненціально конічною щілиною; підрядковий індекс  $s$  використовується для позначення щілини. Щілина збуджується/живиться мікросмужковою лінією живлення з нижньої поверхні підкладки, як показано на рисунку 2.2. Альтернативною конструкцією є використання резонансної області, зазвичай квадратної або замість рівномірної щілини  $\lambda_s/4$ , яка також зазвичай збуджується мікросмужковою лінією. Резонансна зона резонансна область з'єднана з експоненціально конічною щілиною, з лінією передачі або без неї.

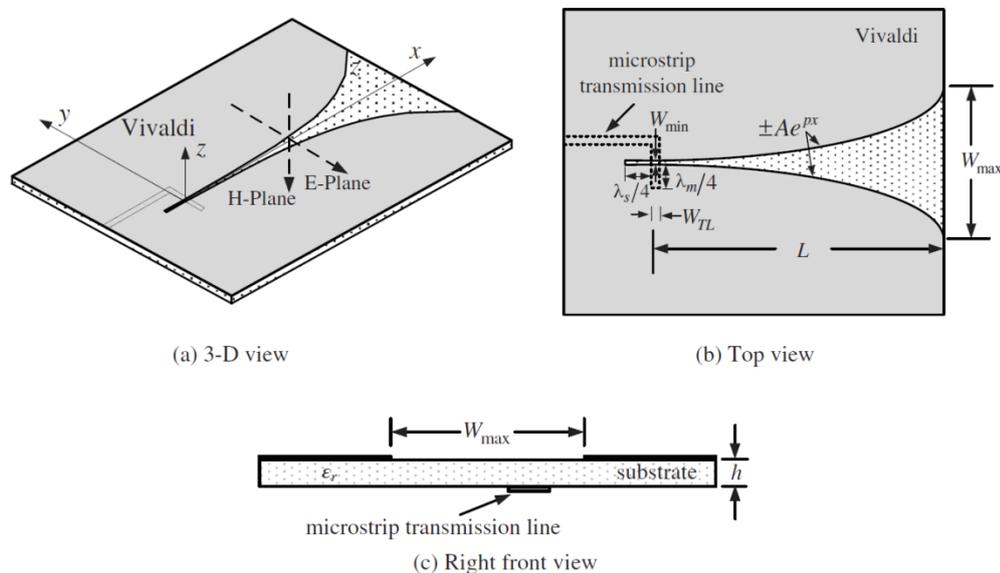


Рисунок 2.1 - Геометрія антени Вівальді

Антенна Вівальді іноді називається конічною щілинною антеною (TSA), розгорнутою антеною або антеною з вирізом, щілинною антеною з торцевим вогнем та іншими подібними назвами. Завдяки своїй планарній структурі вона має привабливі геометричні характеристики, особливо для інтеграції з ММІС

(монолітними мікрохвильовими інтегральними схемами). Конструкція Vivaldi, як правило, має низьку вартість і відмінні характеристики випромінювання, такі як високий коефіцієнт підсилення, широкосмугові характеристики, постійна ширина променя і низькі бічні пелюстки. Діаграма спрямованості антени спрямованість антен Вівальді зростає зі збільшенням довжини  $L$  антени, досягаючи коефіцієнта підсилення до 17 дБ. Вперше антена Вівальді представлена Гібсоном, вона з часом досягла смуги пропускання смуги пропускання від 2 ГГц до 40 ГГц з коефіцієнтом підсилення 10 дБ і бічними пелюстками -20 дБ. У наступних широкосмугових застосуваннях геометрія антени Вівальді використовувалася в антенних решітках, в тому числі в активних решітках з електронним скануванням (AESA).

Антени Вівальді класифікуються як широкосмугові або частотно-незалежні антени, зі смугою пропускання до 6:1; навіть 10:1 і більше для  $K_{СХН} < 2$  ( $S_{11} < -10$  дБ). Для антенних решіток головна пелюстка діаграми спрямованості майже пропорційна  $\cos(\theta)$ , і вона в основному зберігається для кутів сканування до близько  $50^\circ$ - $60^\circ$ . Смуга пропускання обмежена шириною розкриття  $W_{\min}$  і шириною апертури  $W_{\max}$  антени.

Ця антена зазвичай поєднується з ММІС; таким чином, смуга пропускання також обмежується переходом між мікросмужковою лінією (яка з'єднується з ММІС) і щілинною лінією антени. Належна конструкція цього переходу призводить до широкосмугових характеристик, які відповідають характеристикам антени. Простіший перехід - це відкрита мікросмужкова лінія  $\lambda_m/4$  і однорідна щілинна лінія  $\lambda_s/4$ , де  $\lambda_m$  і  $\lambda_s$  - довжини хвиль на центральній частоті; підрядковий індекс  $m$  використовується для позначення мікросмужкової лінії.

Можна також використовувати копланарний хвилевід, який забезпечує ширшу смугу пропускання. Крім того, з антенами Вівальді можна використовувати балуни, щоб зробити їх більш сумісними при підключенні до смужкових і мікросмужкових ліній. Найчастіше використовується балун, адаптований для переходу від мікросмужкових до щілинних антен Кнорра. У

всій смузі пропускання ширина променя майже постійна. Крім того, антени Вівальді мають симетричну діаграму спрямованості, тобто ширина променя приблизно однакова як в Е-площині (паралельній підкладці), так і в Н-площині (перпендикулярній підкладці). Зі збільшенням довжини антени збільшується, ширина променя звужується.

Як видно з рисунка 2.1, антена являє собою експоненціально конічну щілину, вирізану в тонкій плівці металу, яка підтримується підкладкою. Експоненціальна конусність може бути визначена за формулою

$$y(x) = \pm A e^{px}, \quad (2.1)$$

де  $y$  - половина ширини щілини,  $x$  - положення по довжині антени,  $A$  - половина ширини отвору  $W_{\min}$ ,  $p$  - коефіцієнт конусності. Більші значення швидкості зміни  $p$  покращують низькочастотний опір, але одночасно створюють більші коливання опору і реактивного опору у всій смузі частот. Тому для широкосмугових застосувань зазвичай потрібен компроміс між коефіцієнтом конусності  $p$  і квадратною резонансною площею. Коефіцієнт конусності має значний вплив на смугу пропускання і ширину діаграми спрямованості антени. Загалом, зі збільшенням коефіцієнта конусності збільшується ширина променя в Е-площині, зменшується ширина променя в Н-площині і збільшується смуга пропускання.

Параметричні дослідження показали, що оптимальна продуктивність досягається, коли довжина  $L$  більше однієї довжини хвилі на найнижчій частоті. Ширина відкриття  $W_{\min}$  базується на найвищій частоті, а ширина апертури  $W_{\max}$  впливає на нижчу частоту. Крім того, значення ширини апертури  $W_{\max}$ , як правило, на основі параметричних досліджень, повинно знаходитися в діапазоні  $W_{\max 1}$  і  $W_{\max 2}$ , де

$$W_{\max 1} \approx \lambda_0, \quad (2.2)$$

де

$$W_{\max 2} \approx \frac{\lambda_{\min}}{2}, \quad (2.3)$$

такі, що  $W_{\max 1} < W_{\max} < W_{\max 2}$ , де  $\lambda_{\min}$  - довжина хвилі на мінімальній частоті, а  $\lambda_0$  довжина хвилі на центральній частоті.

Живленням антен Вівальді зазвичай є мікросмужкова лінія, яка з'єднує її з ММІС, як показано на рис. 2.1. Мікросмужкова лінія друкується на іншому шарі всередині підкладки, і, як згадувалося раніше, перехід між мікросмужковою лінією і лінією щілини антени повинен бути спроектований належним чином, щоб не вносити значного обмеження в смугу пропускання.

## 2.2 Варіанти конструкцій антени Вівальді

Існує багато конічних профілів для конічно-щілинних антен (Tapered-Slot Antennas, TSA). Антена Вівальді є особливим типом TSA з експоненціальним профілем діаграми спрямованості. На рис. 2.2 показані різні планарні конструкції, і ми бачимо, що кожна антена відрізняється від іншої лише профілем конусності щілини. Планарні конічні щілинні антени мають дві спільні риси. Випромінювальна щілина діє як площа заземлення антени, а живлення антени здійснюється через узгоджену щілинну лінію.

Антена Вівальді знаходиться в центрі уваги цієї дослідницької роботи завдяки своїм характеристикам порівняно з іншими типами TSA, включаючи вищий коефіцієнт підсилення, ширшу смугу пропускання і нижчий рівень відбиття.

З точки зору зовнішнього вигляду і фізичних характеристик, Vivaldi належить до друкованих антен. TSA складається з поступово розширюваної щілини в металевій пластині з підкладкою або без неї і без площини заземлення. Для найбільш ефективного з'єднання вузький кінець щілини використовується для підключення до таких пристроїв, як джерела та змішувальні діоди. Антена Вівальді належить до класу антен біжучої хвилі. Хвилі рухаються вниз по вигнутій траєкторії спалаху вздовж антени. В області, де відстань між провідниками мала в порівнянні з довжиною хвилі у вільному

просторі, хвилі щільно пов'язані, і зі збільшенням відстані зв'язок стає дедалі слабшим і хвилі випромінюються в напрямку від антени.

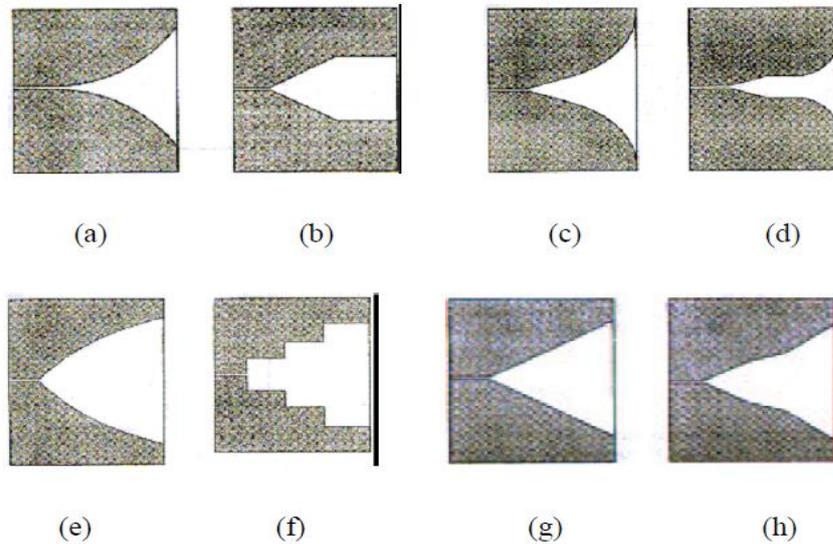


Рисунок 2.2 - Різні типи конусності TSA:

(a) Експоненціальний (Вівальді); (b) лінійний постійний; (c) тангенціальний; (d) експоненціально-постійний; (e) параболічний; (f) ступінчастий постійний; (g) лінійний; (h) ламано-лінійний

Конічні щілинні антени використовують біжну хвилю, що поширюється вздовж структури антени, оскільки фазова швидкість  $V_{ph}$  менша за швидкість світла у вільному просторі або  $V_{ph} < c$  (а також граничний випадок, коли  $V_{ph} = c$ ). Тому вони створюють випромінювання в напрямку кінцевого випромінювання на ширшому кінці щілини, а не в інших напрямках. Граничний випадок  $V_{ph} = c$  відноситься до випадку антени з повітрям як діелектриком і, отже, ширина променя і рівень бічних пелюсток значно більші, ніж при наявності діелектрика. Крім того, фазова швидкість і довжина хвилі, що направляється, змінюються зі зміною товщини, діелектричної проникності і конструкції конуса. Ці антени мають симетричну діаграму спрямованості з бічними пелюстками (див. рис. 2.3).

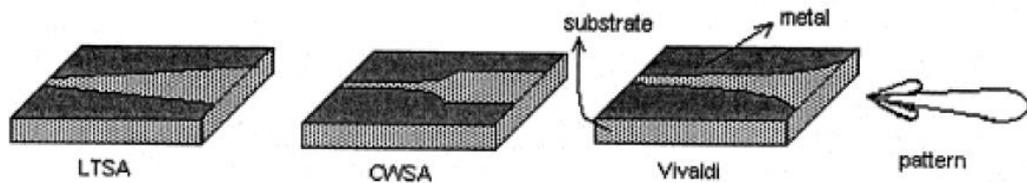


Рисунок 2.3 – Типова схема випромінювання TSA

На різних частотах випромінюють різні частини антени, в той час як випромінююча частина постійною за довжиною хвилі. Таким чином, антена теоретично має нескінченну смугу пропускання і тому її називають частотно-незалежною. При зміні довжини хвилі випромінювання відбувається з іншого перерізу, розмір якого масштабується пропорційно довжині хвилі і має ту саму відносну форму. Це означає, що антена має дуже широкую смугу пропускання.

Структура конуса антени Вівальді показана на рис. 2.4.

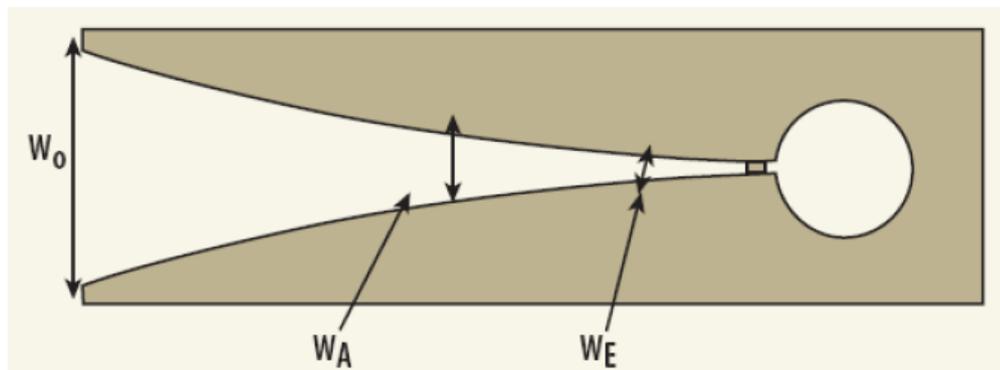


Рисунок 2.4 - Структура конуса антени Вівальді

З рис. 2.4, можна побачити, що антена Вівальді розділена на дві зони:

- область поширення хвилі, що визначається  $W_E < W < W_A$
- випромінювальна область, що визначається  $W_A < W < W_O$

де  $W_E$  - ширина вхідної щілини,  $W_A$  - ширина щілини в зоні випромінювання і  $W_O$  - ширина вихідної щілини.

### 2.3 Варіанти живлення антени Вівальді

Для того, щоб з'єднати мікрохвильові сигнали з антеною від планарної мікросмушкової схеми, потрібен перехід. Існує багато методів подачі сигналу,

найпоширенішими підходами з яких є коаксіальні лінії передачі та мікросмужкові лінії передачі.

Перехід від мікросмужки до щілинної лінії має багато переваг порівняно з іншими механізмами подачі. Цей перехід можна легко виготовити за допомогою звичайного процесу фототравлення. Крім того, можна виготовляти двосторонні друковані плати (PCB) з мікросмушкою з одного боку і щілиною з іншого боку, щоб досягти компактного переходу. Він складається з прорізу, витравленого на одній стороні підкладки, який перетинає незамкнену лінію мікросмужки, розташовану на протилежному боці, під прямим кутом. Щілина простягається на чверть довжини хвилі ( $\lambda_s$ ) за межі мікросмужки, а мікросмужка простягається на чверть довжини хвилі ( $\lambda_m$ ) за межі щілини, як показано на рис. 2.5.

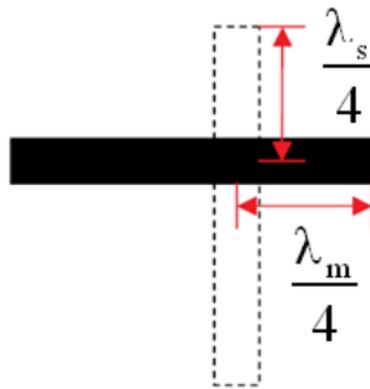


Рисунок 2.5 – Перехід від мікросмужки до щілинної лінії

Правильна конструкція структури живлення є дуже важливою для максимізації пропускну здатності антени Вівальді.

Теоретично, антена Вівальді може мати нескінченну робочу смугу частот пропускання, в той час як практично робоча смуга пропускання обмежена кінцевими розмірами антени і переходом від живильної лінії передачі до щілинної лінії антени. Живлення, як правило, визначає високочастотну границю, в той час як розмір апертури визначає низькочастотну межу. Ці твердження не були пояснені та перевірені в достатній мірі. Однак ми можемо отримати загальну концепцію, що для досягнення ширшої смуги пропускання, інженеру необхідно мати на увазі такі два аспекти:

1) Перехід від основної вхідної лінії передачі до гніздової лінії для антени живлення. Це призначено для низького коефіцієнта відбиття, щоб відповідати потенціалу антени.

2) Розміри і форма антени, для отримання необхідної ширини променя, бічних і задніх пелюсток в робочому діапазоні частот.

Результати моделювання антени Vivaldi з конфігурацією, як показано на рис. 2.6: матеріал плати RO3003 з  $\epsilon_r = 3$ ,  $h = 0.8\text{мм}$ ,  $L = 230\text{мм}$ ,  $W = 120\text{мм}$ , швидкість розкриття  $R = 0.015\text{мм}^{-1}$ ,  $D_s = 14.2\text{мм}$ ,  $R_{\text{rad}} = 12\text{мм}$ .

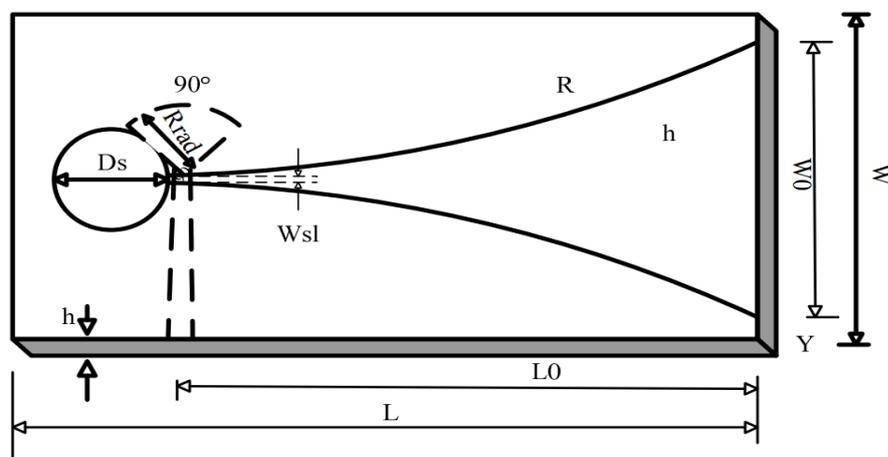


Рисунок 2.6 – Конфігурація антени Вівальді

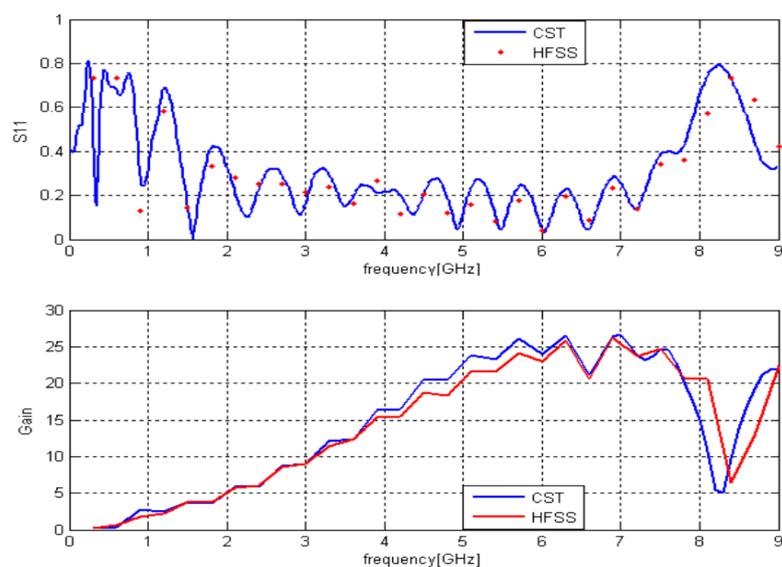


Рисунок 2.7 - Порівняння результатів моделювання CST та HFSS а)  $S_{11}$  б) Коефіцієнт підсилення (лінійний масштаб – не логарифмічний)

Встановлено, що HFSS витрачає 32 год. 04 хв. 22 с на всю симуляцію, тоді як CST симуляція займає лише 1 год. 0 хв. 39 с, що свідчить про значну перевагу CST щодо часу моделювання.

Розділимо всю антену Вівальді на дві частини: конусну криву і перехід від мікросмужки до щілинної лінії, як показано на рис. 2.8.

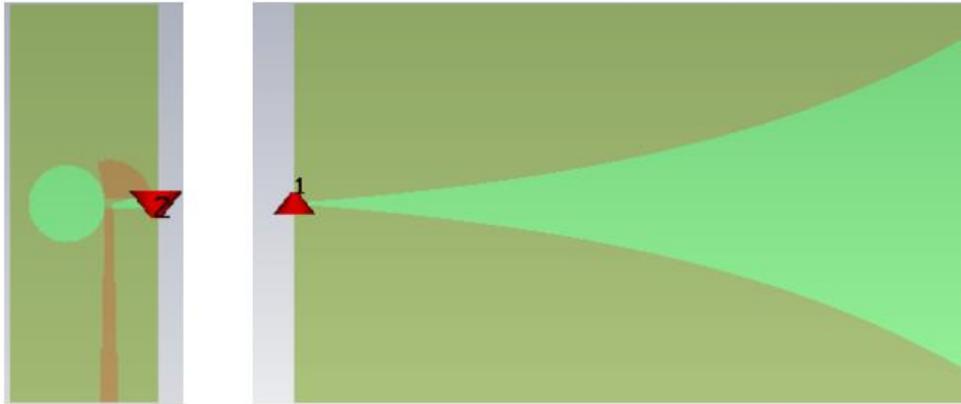


Рисунок 2.8 – Розділена на дві частини: (а) перехід (б) конусна крива

Існує дві моделі антен (Антенa 1 і Антенa 2), які мають однакову конфігурацію підкладки і конуса, як показано нижче: Rogers RO3003 (з втратами)  $\epsilon_r=0,3$   $h=1,27$  мм,  $R=0,02\text{мм}^{-1}$ ,  $D_s=14,2\text{мм}$ ,  $R_{\text{rad}}=10\text{мм}$ ,  $W_{m1}=1\text{мм}$ ,  $W_{m2}=3,25\text{мм}$ . Єдина відмінність полягає в конфігурації перехідної частини. Для антени №1  $D_s=14,2$  мм,  $R_{\text{rad}}=10$ , і для антени №2:  $D_s=14,2$  мм,  $R_{\text{rad}}=18$  мм.

З рис. 2.9 видно, що спрямованість всієї антени в основному залежить від частини конічної кривої. Оскільки ми знаємо, що  $\text{КП} = \text{КСД} \times \text{ККД}$ , тому перехідна частина впливає лише на ефективність передачі.

Помітно, що різниця в конфігурації переходу між Антенною1 і Антенною2 полягає лише в різній довжині радіального шлейфу мікросмужки. З рис. 2.9,б ми вже бачимо, що  $R_{\text{rad}}$  впливає на ефективність передачі. На рисунку 2.10 ми бачимо, що вищі частоти відсікання двох антен абсолютно різні.

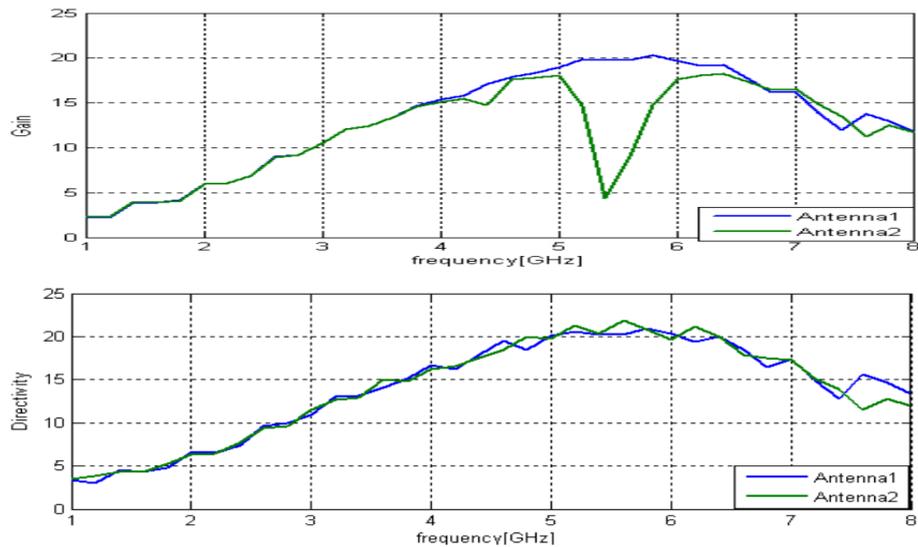


Рисунок 2.9 – Частотні діаграми всієї антени:  
а) Коефіцієнт підсилення (не в дБ) б) Спрямованість

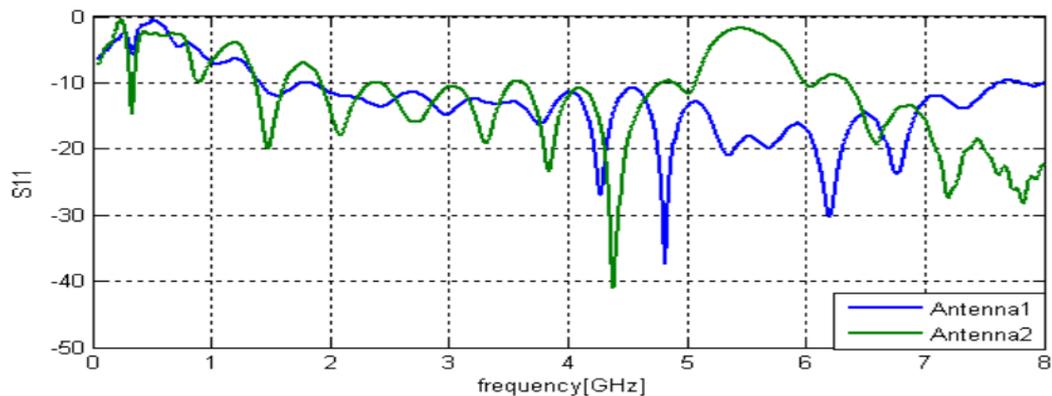


Рисунок 2.10 – Смуга пропускання двох антен

#### 2.4 Висновки до розділу

У розділі «Елементи теорії антен Вівальді» було розглянуто фундаментальні принципи роботи цього типу надширокопasmових друкованих антен. На основі аналізу класичної теорії експоненціальних апертур встановлено, що антена Вівальді формує спрямоване випромінювання за рахунок поступового переходу від хвилеводної області до відкритого простору, що забезпечується експоненційною геометрією розкриву.

Дослідження показало, що широкопasmовість антени зумовлена плавним узгодженням імпедансів уздовж апертури, а також властивостями поверхневих

хвиль, які перетворюються у спрямоване електромагнітне випромінювання на кінцевій ділянці структури. Підкреслено важливість вибору діелектричного субстрату та його параметрів, оскільки електрична товщина та діелектрична проникність суттєво впливають на вхідний опір, рівень втрат і стабільність робочої смуги частот.

Розглянуто вплив ключових конструктивних параметрів — довжини антени, ширини плоского хвилевода, форми експоненційної апертури та особливостей симетрії — на такі характеристики, як коефіцієнт стоячої хвилі, діаграма спрямованості та коефіцієнт підсилення. Узагальнено, що антени Вівальді мають низку переваг: компактність, широкосмуговість, простоту виготовлення та високу спрямованість у верхній частині робочого діапазону.

Отже, розглянуті теоретичні положення формують наукову основу для подальшого проектування, оптимізації та моделювання антен Вівальді, а також визначають критерії, які слід враховувати при створенні сучасних надширокосмугових антенних систем.

### 3 ДОСЛІДЖЕННЯ ДВОШАРОВОЇ АНТЕНИ ВІВАЛЬДІ

#### 3.1 Дослідження випромінювальної частини двошарової антени Вівальді

Конусоподібна частина антени Вівальді загальною довжиною  $L$  моделюється у вигляді ступінчастої лінії що має  $N$  щілинних секцій, які мають різну ширину  $W_n$  і довжиною  $L_n$  як показано на рисунку 3.1.

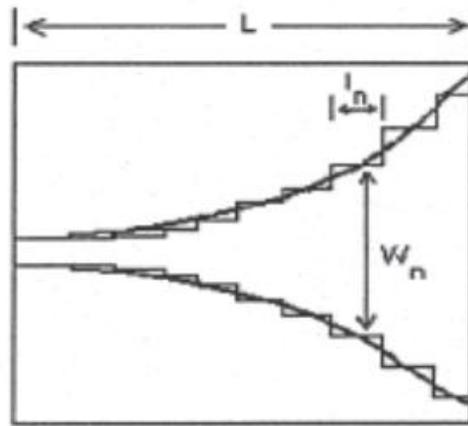


Рисунок 3.1 – Конічна крива, змодельована як ступінчаста лінія

Ми знайомі з чвертьхвильовим трансформатором. Для реалізації чвертьхвильового узгодження між двома лініями передачі з опорамі  $Z_1$  і  $Z_2$  використовується узгоджувальна відрізок, імпеданс якого  $Z$  є середнім геометричним значенням імпедансів обох ліній:

$$Z = \sqrt{Z_1 Z_2} \quad (3.1)$$

У багатосекційному чвертьхвильовому трансформаторі, який використовується для узгодження двох ліній передачі з різними характеристичними опорамі, зміна рівня імпедансу досягається за кілька дискретних кроків.

Альтернативою є використання конічного переходу, який має характеристичний імпеданс, що безперервно плавно змінюється від імпедансу однієї лінії до імпедансу. Перехід такого типу називається конічною лінією передачі [28].

Конічна лінія передачі має нормований імпеданс  $Z$ , який є функцією відстані  $x$  вздовж конуса. Існує наближення до неперервного конуса шляхом розглядаючи його як такий, що складається з ряду відрізків лінії різної довжини  $dx$ . Припускається, що загальний коефіцієнт відбиття може бути обчислений шляхом підсумовування всіх індивідуальних внесків, вхідний коефіцієнт відбиття задається формулою

$$\Gamma_i = \frac{1}{2} \int_0^L e^{-2j\beta x} \frac{d}{dx} (\ln \bar{Z}) dx \quad (3.2)$$

Антенна Вівальді є однією з TSA з експоненціальним конусним профілем. Експоненціальний конус - це конус, для якого  $\ln Z_L$  змінюється лінійно, а отже,  $Z$  змінюється експоненціально, від 1 до  $\ln Z_L$ , тобто

$$\ln \bar{Z} = \frac{x}{L} \ln \bar{Z}_L \Rightarrow \bar{Z} = e^{(x/L) \ln \bar{Z}_L} \quad (3.3)$$

Підставивши (3.3) в (3.2), отримаємо

$$\Gamma_i = \frac{1}{2} \int_0^L \frac{\ln \bar{Z}_L}{L} e^{-2j\beta x} dx = \frac{1}{2} \ln \bar{Z}_L e^{-2j\beta L} \frac{\sin(\beta L)}{\beta L} \quad (3.4)$$

Графік залежності  $|\Gamma_i|$  від  $\beta L$  наведено на рисунку 3.2. Для фіксованої довжини конуса це графік залежності як функція частоти. Зауважимо, що коли  $L$  більше, ніж  $\lambda/2$ , коефіцієнт відбиття досить малий, перша мала пелюстка становить близько 22% від максимуму великої пелюстки (рис. 3.2).

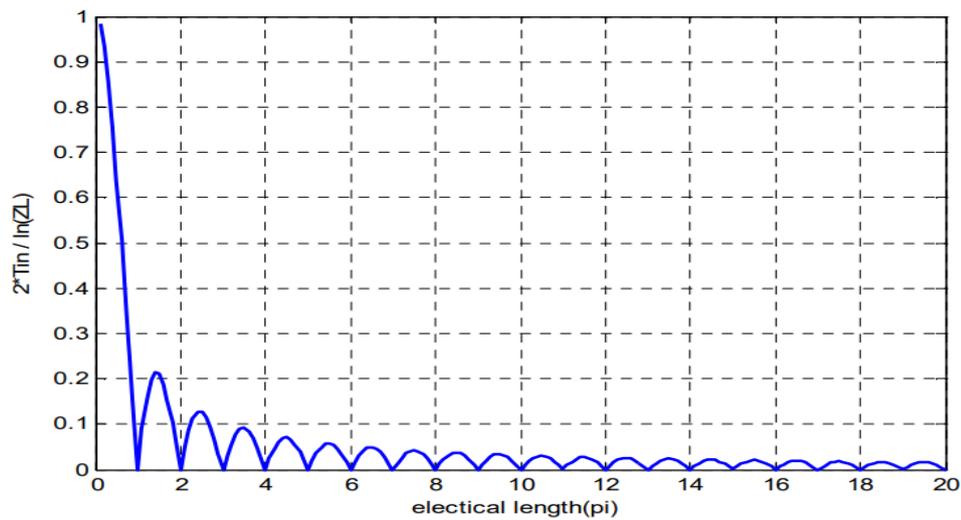


Рисунок 3.2 – Вхідний коефіцієнт відбиття для експоненціального конуса

### 3.2 Дослідження впливу параметрів матеріалів

В основному, для режиму проходження випромінювання значення довжини конуса повинно перевищувати довжину хвилі вільного простору в нижньому діапазоні частот, а ширина повинна бути більшою за половину довжини хвилі вільного простору. Отже

$$\begin{cases} L > \lambda \\ W > \lambda / 2 \end{cases}$$

де  $\lambda$  - довжина хвилі вільного простору на найнижчій частоті смуги.

Теоретично довша плата дає менше значення коефіцієнта відбиття на нижчій частоті, що також показано на рисунку 3.2. Іншими словами, зі збільшенням довжини  $L$ , нижня частота зрізу стає меншою, що показує можливість отримання ширшої смуги пропускання імпедансу. Це твердження узгоджується з іншим твердженням, що робоча смуга пропускання обмежена кінцевими розмірами антени.

Підкладка з меншою діелектричною проникністю  $\epsilon_r$  може запобігти розпаду діаграми спрямованості на вищих частотах, що значно збільшує

корисну смугу підсилення (рис. 3.3). В той же час, коефіцієнт відбиття  $S_{11}$  стає меншим в діапазоні частот (рис. 3.3,б).

Підкладка з меншою висотою  $h$  може запобігти розпаду діаграми спрямованості на вищих частотах, що значно збільшує корисну смугу підсилення. У той же час, коефіцієнт відбиття  $S_{11}$  стає меншим серед частотного діапазону (рис. 3.4) [29].

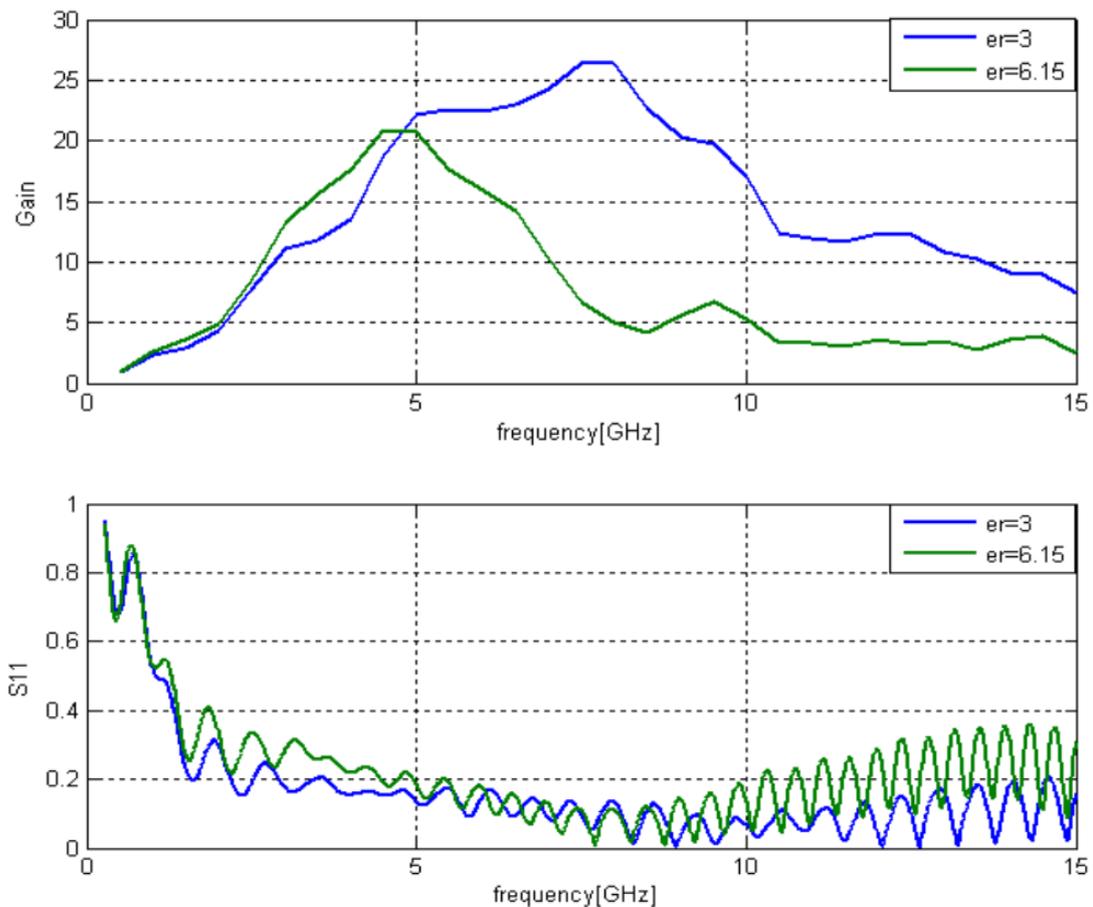


Рисунок 3.3 – Підкладка з різною діелектричною проникністю: (а) Графік коефіцієнта підсилення (лінійний масштаб – не логарифмічний) (б)  $S_{11}$

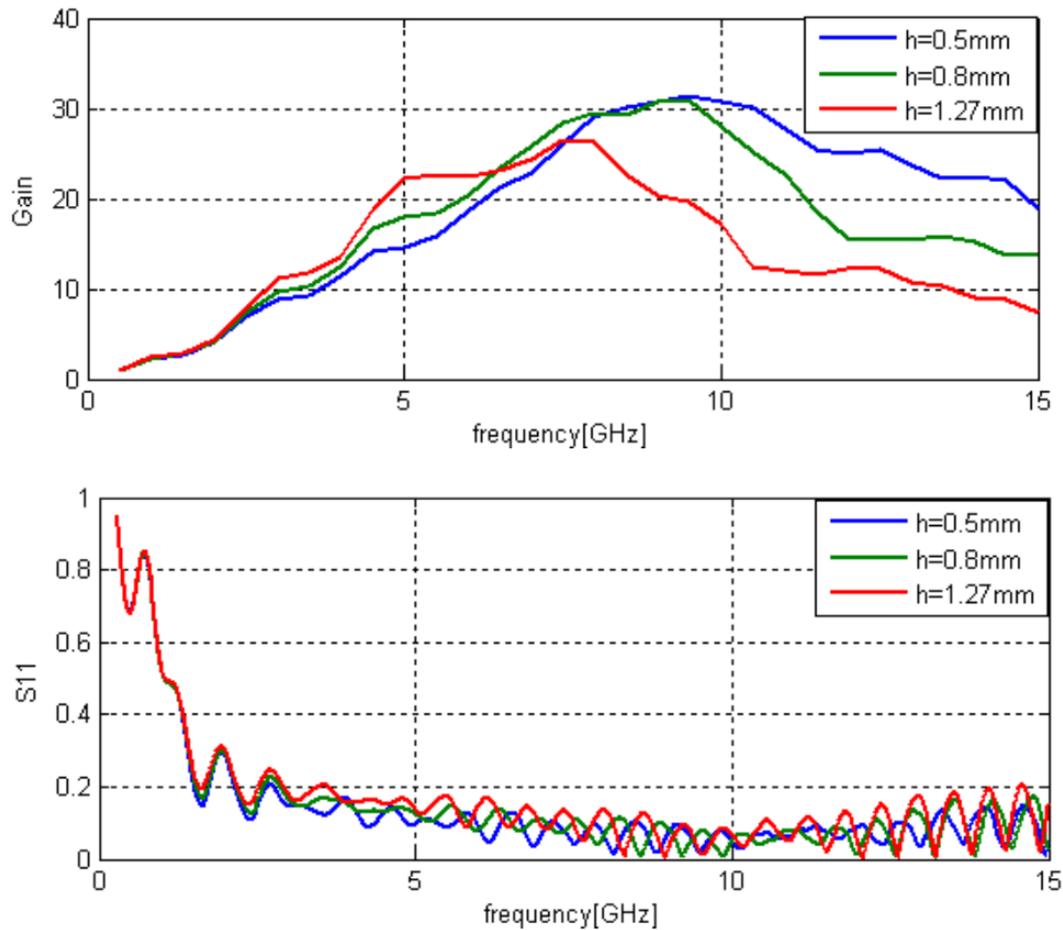


Рисунок 3.4 – Підкладка з різною висотою: (а) Графік коефіцієнта підсилення (лінійний масштаб – не логарифмічний) (б) Графік  $S_{11}$

Як ми вже згадували, в експоненціальному конусі

$$\bar{Z} = e^{(x/L)\ln\bar{Z}_L} \quad (3.5)$$

Ділянка щільної лінії моделюється за допомогою  $N$  кроків. Характеристичний опір на кожній сходинці можна обчислити за формулами (3.5). Щоб отримати плавне звуження, ми використовуємо експоненціальну лінію для підгонки кривої [30].

Експоненціальний профіль конуса визначається за формулою

$$y = C_1 e^{Rx} + C_2, \quad (3.6)$$

де  $C_1$  і  $C_2$  - константи,  $R$  - ставка відкриття. Якщо ми вважаємо дві точки  $P_1(x_1, y_1)$  і  $P_2(x_2, y_2)$  як початкову і кінцеву точки, тоді

$$C_1 = \frac{y_2 - y_1}{e^{Rx_2} - e^{Rx_1}}, \quad C_2 = \frac{y_1 e^{Rx_2} - y_2 e^{Rx_1}}{e^{Rx_2} - e^{Rx_1}}, \quad (3.7)$$

Антенна Вівальді приблизно не залежить від частоти, на кожній довжині хвилі а частина антени випромінює, і коли довжина хвилі змінюється, ця частина змінюється, яка масштабується за розміром пропорційно довжині хвилі.

Профіль кривизни конуса відіграє важливу роль у загальній продуктивності. Однак, ці аналізи стосуються лише коефіцієнта відбиття. Коли ми розглядаємо загальну характеристики конуса і всієї антени Вівальді, в першу чергу слід розглянути діаграму спрямованості. Однак, як впливає розмір конуса на коефіцієнт підсилення конуса? Що таке зв'язок між коефіцієнтом підсилення конуса і коефіцієнтом підсилення всієї антени? Ці питання недостатньо вивчені.

Дослідимо вплив параметрів матеріалу на хвильові параметри двошарової антени Вівальді. Конфігурація наступна: підкладка Rogers RO3006 з  $\epsilon_r = 6,15$  і товщиною  $h=1,27$  мм,  $L=200$  мм,  $W=120$  мм,  $W_1=100$  мм. Початкова ширина щілини  $W_{sl}=0,5$  мм. Вплив  $R$  на кінчну щілину VSWR і коефіцієнт підсилення показано на рис. 3.5 відповідно.

Як показано на рисунку 3.5, швидкість відкриття  $R$  впливає як на узгодження імпедансу, так і очевидно, що вищий  $R$  має тенденцію до того, що діаграма спрямованості розщеплюється в діапазоні більш низьких частот і зменшує загальний діапазон частот КСХН [31].

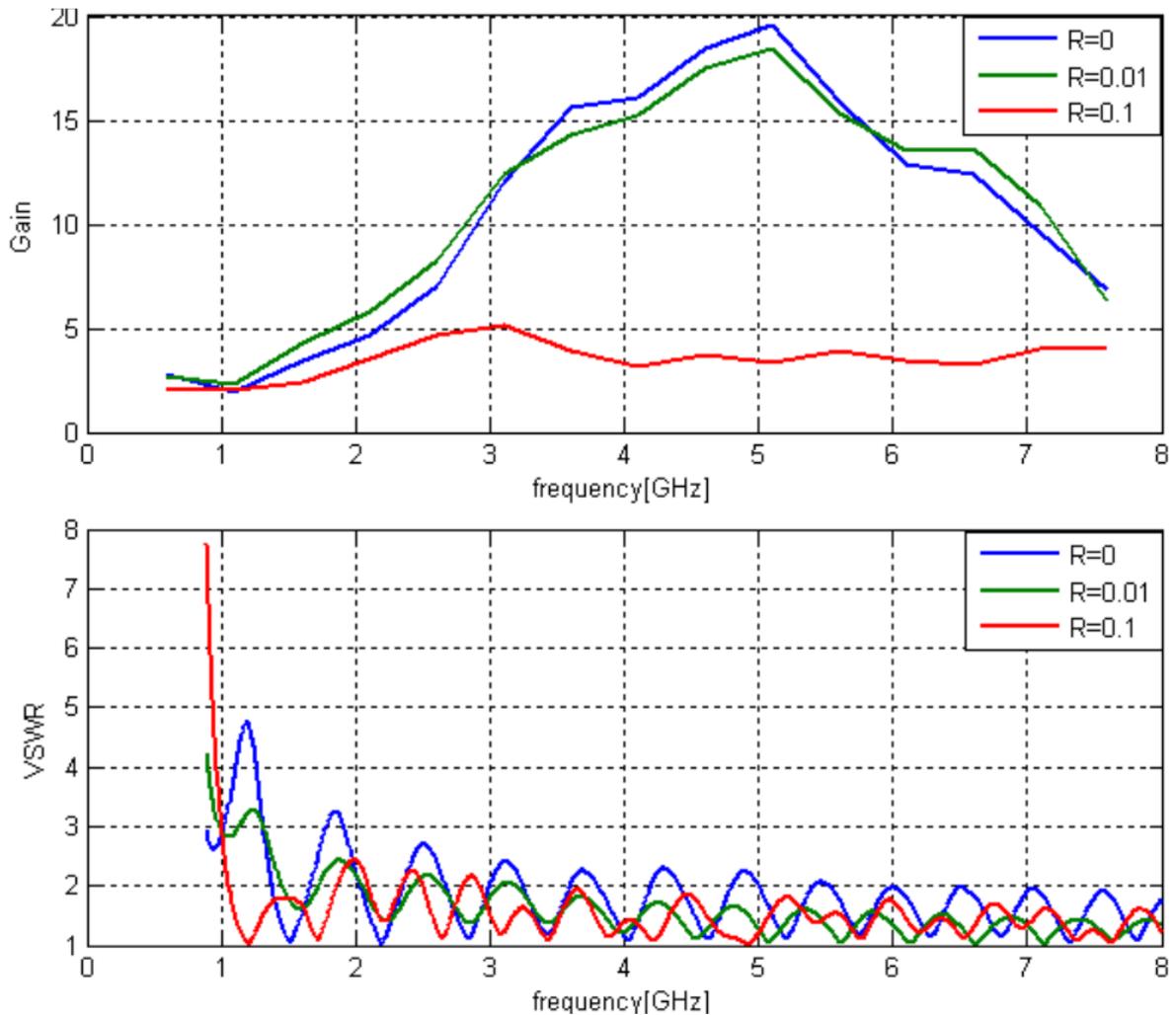


Рисунок 3.5 – Вплив швидкості відкриття  $R$  на:  
 (а) коефіцієнт підсилення (не в дБ) (б) КСХН

Для того, щоб отримати ширшу корисну смугу підсилення, рекомендується використовувати підкладку з меншою діелектричною проникністю і меншою товщиною. Менша швидкість розкриття кінчної кривої також може збільшити корисну смугу підсилення, але зменшує смугу імпедансу, тому необхідно вибрати правильну швидкість розкриття, роблячи компроміс між двома смугами пропускання.

Загалом, експоненціальна кінчна крива впливає лише на нижню частоту зрізу. Тому, якщо ми хочемо розширити всю смугу імпедансу антени, особливо для високочастотного діапазону, перехід від мікросмужкової до щілинної лінії стає об'єктом, на якому слід зосередитися.

### 3.3 Дослідження лінії живлення антени Вівальді

Шупперт проаналізував перехід від мікросмужки до щілинної лінії за допомогою ліній передачі. Його робота включала перші чотири різні ескізи, які показані на рисунку 3.6. Він змоделював схеми як прості моделі схем і показав, що покращення пропускну здатності досягається у випадку (b) ніж (a) за рахунок ефекту компенсації реактивного опору. Він з'ясував, що кругла форма також забезпечує кращу площинність, а смуга пропускання імпедансу є ширшою у варіанті (d), ніж у варіанті (c) [32].

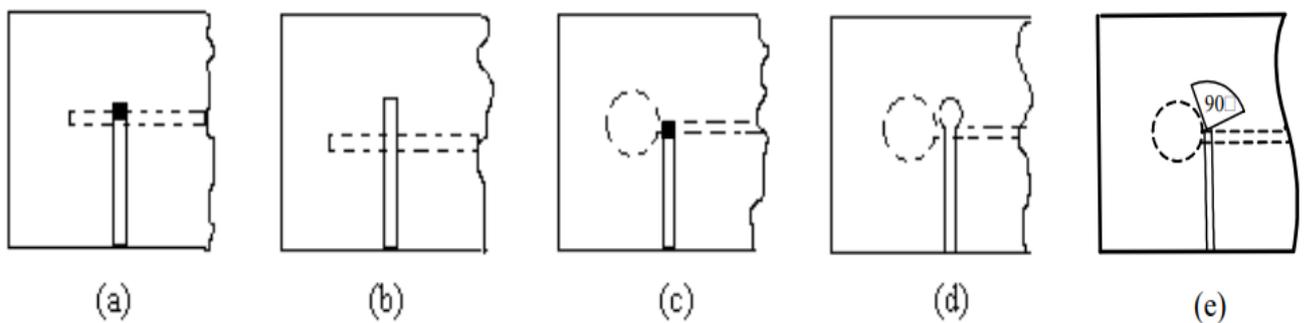


Рисунок 3.6 – Різні ескізи мікросмужкового (суцільна лінія) / щілинного (пунктирна лінія) переходу: (a) паяна мікросмужкова коротка і (b) віртуальна коротка з рівномірно розімкненими мікросмужкою і щілинною лінією; (c) паяна мікросмужка коротка і кругова щілинна лінія відкрита; (d) неоднорідна кругова мікросмужка і щілинна лінія відкрита; (e) нерівномірне радіальне мікросмужкове коротке замикання і кругова щілинна обривна схема (f) нерівномірне радіальне мікросмужкове коротке замикання

Зауважимо, що ескіз (d) страждає від проблеми накладання форм ліній між мікросмужкою і порожниною прорізу. Таке перекриття, як правило, порушує ефективність площини заземлення мікросмужки. В даний час зазвичай використовується радіальна мікросмужкова заглушка замість круглої, оскільки її геометрія зменшує перекриття, як показано на показано на (e).

### 3.3.1 Еквівалентна схема мікросмушкової лінії передачі

Перехід від мікросмушки до щілинної лінії, що використовується в цій статті, показано на рисунку (е). Для кращого розуміння ескізу, ми вивчаємо ескіз у (b) з рівномірними прямими шлейфами, оскільки він є вихідною структурою ескізу в (е) з нерівномірними круговими та радіальними заглишками. Лінія прорізу, яка витравлена з одного боку підкладки, перетинається під прямим кутом під прямим кутом мікросмушковим провідником на протилежному боці. Мікросмушка має довжину  $l_m$  за лінію прорізу, а лінія прорізу простягається на довжину  $l_s$  за межі мікросмушки. Еквівалентна схема вищезгаданого переходу, запропонована Чемберсом та ін. з входом на лінії мікросмушки показано на рисунку 3.7(b).

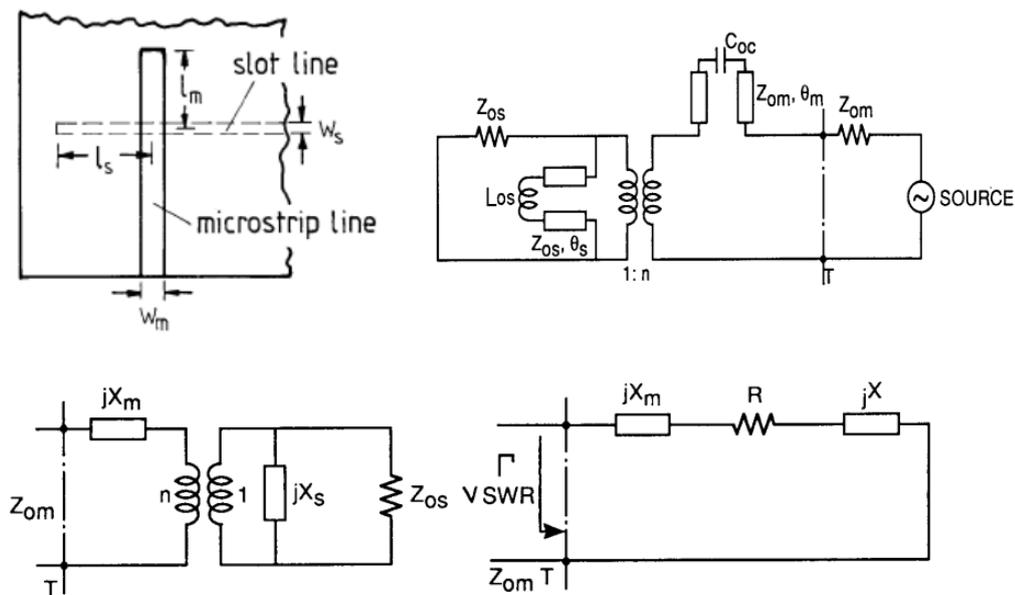


Рисунок 3.7 - (a) Перехід від мікросмушки до щілинної лінії; (b) Еквівалентна схема лінії передачі а; (c) приведена еквівалентна схема б; (d) трансформована еквівалентна схема (c)

Для подальшого аналізу еквівалентну схему на рисунку 3.7(b) можна перемалювати як на рисунку 3.7(c). Тут,

$$\begin{aligned}
 jX_s &= Z_{0s} \frac{j\omega L_{0s} + jZ_{0s} \tan \theta_s}{Z_{0s} - \omega L_{0s} \tan \theta_s} \\
 jX_m &= Z_{0m} \frac{1/j\omega C_{0c} + jZ_{0m} \tan \theta_m}{Z_{0m} + \tan \theta_m / \omega C_{0c}}
 \end{aligned}
 \tag{3.8}$$

Після перетворення на сторону мікросмужки, еквівалентна схема на рисунку 2.2(с) зводиться до схеми, показаної на рисунку 3.7(d),

$$R = n^2 \frac{Z_{0s} X_s^2}{Z_{0s}^2 + X_s^2}, \quad X = n^2 \frac{Z_{0s}^2 X_s}{Z_{0s}^2 + X_s^2}
 \tag{3.9}$$

Нарешті, коефіцієнт відбиття задається формулою [32]

$$\Gamma = \frac{R - Z_{0m} + j(X_m + X)}{R + Z_{0m} + j(X_m + X)}
 \tag{3.10}$$

де  $L_{0s}$  індуктивність замкненої щілинної лінії;  $C_{0s}$  ємність відкритої мікросмужки;  $Z_{0s}$  характеристичний опір щілинної лінії;  $Z_{0m}$  характеристичний опір мікросмужки;  $\theta_s$  електрична довжина розширеної частини щілинної лінії;  $\theta_m$  електрична довжина розширеної частини мікросмужки;  $n$  - коефіцієнт трансформації трансформатора, що представляє величину зв'язку між мікросмужкою та щілинною лінією.

У наближеному аналізі коефіцієнт витків трансформатора  $n$  визначається зі знання компонентів поля щілинної лінії як

$$n = \frac{V(h)}{V_0}
 \tag{3.11}$$

де

$$V(h) = \int_{-b/2}^{b/2} E_y(h) dy
 \tag{3.12}$$

$V_0$  - напруга на щілині;  $E_y(h)$  - електричне поле щілинної лінії.

Тоді  $E_y(h)$  можна записати як

$$E_y(h) = -\frac{V_0}{b} \left\{ \cos \frac{2\pi u}{\lambda_0} h - \cot q_0 \sin \frac{2\pi u}{\lambda_0} h \right\}, \quad (3.13)$$

де

$$q_0 = \frac{2\pi u}{\lambda_0} h + \tan^{-1} \left( \frac{u}{v} \right) \quad (3.14)$$

$$u = \left[ \varepsilon_r - \left( \frac{\lambda_0}{\lambda_s} \right)^2 \right]^{1/2} \quad v = \left[ \left( \frac{\lambda_0}{\lambda_s} \right)^2 - 1 \right]^{1/2},$$

Підставляючи (3.13) і (3.14) в (3.11), співвідношення витків трансформатора можна обчислити за формулою

$$n = \cos \frac{2\pi u}{\lambda_0} h - \cot q_0 \sin \frac{2\pi u}{\lambda_0} h, \quad (3.15)$$

де  $\lambda_0$  - довжина хвилі у вільному просторі, що відповідає центральній частоті  $f_0$ ;

$\lambda_s$  - довжина хвилі в щілинній лінії на центральній частоті  $f_0$ ;

$\lambda_m$  - довжина хвилі у мікросмузці на центральній частоті  $f_0$ .

### 3.3.2 Дослідження параметрів класичної двошарової конструкції анетни Вівальді

Обмеження ширини смуги пропускання перехресного переходу зумовлене, головним чином, частотною залежністю частотною залежністю  $X$  і  $X_m$ . Ідеальне узгодження імпедансу між мікросмузкою і щілинною лінією можна досягти, якщо [33]

$$X = X_m = 0, \quad Z_{0m} = n^2 Z_{0s} \quad (3.16)$$

Тоді, подовжену довжину  $l_s$  та  $l_m$  можна обчислити за допомогою теорії ліній зв'язку

$$\begin{aligned} X = 0 \Rightarrow X_s = 0 \Rightarrow Z_{0s} - \omega L_{sc} \tan \theta_s = 0 \Rightarrow l_s &= \frac{\lambda_s}{2\pi} \tan^{-1} \left( \frac{Z_{0s}}{2\pi f_0 L_{sc}} \right) \\ X_m = 0 \Rightarrow 1/j\omega C_{0c} + jZ_{0m} \tan \theta_m = 0 \Rightarrow l_m &= \frac{\lambda_m}{2\pi} \tan^{-1} \left( \frac{1}{2\pi f_0 Z_{0m} C_{0c}} \right) \end{aligned} \quad (3.17)$$

По відношенню до центральної частоти  $f_0$ , розширена ділянка мікросмужки повинна виглядати як коротке замикання, а розширена ділянка щілинної лінії коротке замикання, а розширена ділянка щілинної лінії має виглядати як обрив на перетину з опорною площиною. Таким чином, довжину двох подовжених прямих ділянок можна обчислюється як

$$L_{sc} = 0 \Rightarrow l_s = \frac{\lambda_s}{4}, \quad C_{0c} = 0 \Rightarrow l_m = \frac{\lambda_m}{4}. \quad (3.18)$$

Повертаючись до ескізу в (рис. 3.6,е), потрібно зазначити, що не існує точної моделі схеми для неоднорідних шлейфів, що розраховує індуктивність, представлену радіальною мікросмужкового шлейфу і ємності, представлені круглою порожниною щілинної лінії. Наприклад, Єжи Храмець використав резонансні методи для вимірювання реактивного опору  $X_s$  кругової щілинної порожнини, а Віндінг запропонував формулу реактивного опору  $X_m$  на основі припущення про радіально-хвильовий розв'язок в підкладковому діелектрику з магнітними стінками на границі шлейфа, але точність цієї формули ще не перевірено [34].

Більшість дослідників вважають, що фізичну довжину неоднорідної заглушки (радіус радіальної шлейфа  $R_{rad}$  або діаметр круглої порожнини шліца  $D_s$ ) може бути приблизно такою ж, як і довжина однорідної прямолінійної заглушки. Тому

$$D_s = \frac{\lambda_s}{4}, \quad Rrad = \frac{\lambda_m}{4}. \quad (3.19)$$

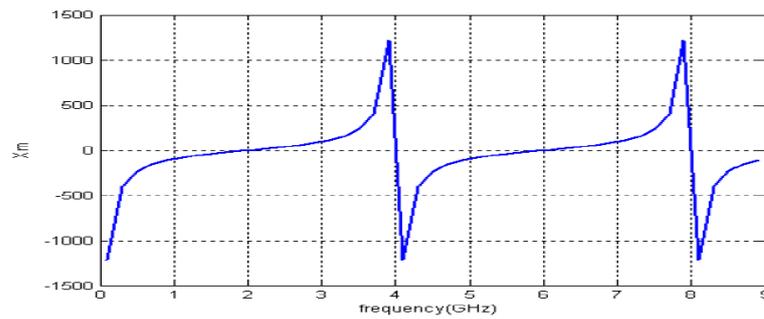
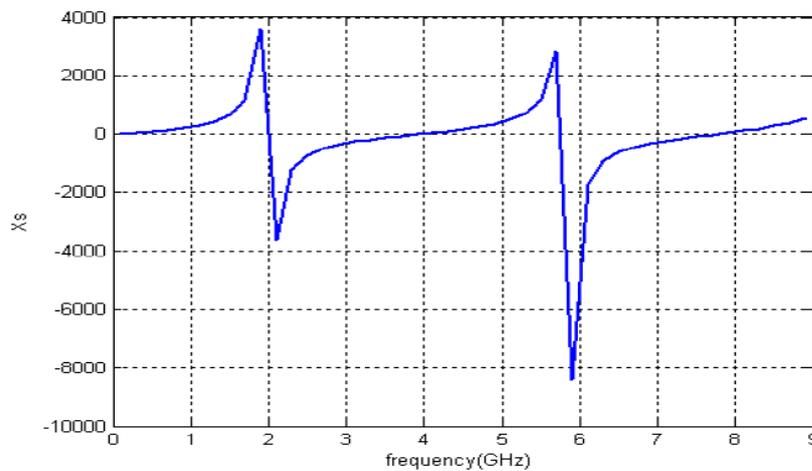
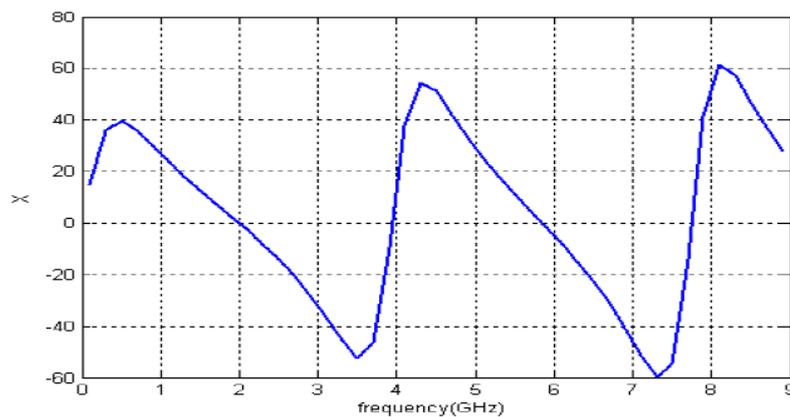
Таким чином, і радіальна заглушка, і порожнина паза є резонансними на центральній частоті одночасно, якщо розглядати обидва заглушки як резонатори.

### 3.3.3 Параметри нової конструкції двошарової антени Вівальді

Для проектування широкосмугового переходу, традиційно намагаються реалізувати щілинний і мікросмужковий резонатори, обидва резонуючі на центральній частоті  $f_0$ . Однак, це лише гарантує найнижче значення  $S_{11}$  в одній частотній точці  $f_0$  і не враховує загальну характеристику діапазону частот. Насправді, обмеження смуги пропускання конструкції впливає, головним чином, з частотної залежності  $X_s$  і  $X_m$ . Для того, щоб проілюструвати зміну  $X_s$  і  $X_m$  в залежності від частоти, запропоновано модель для двох заглушок за допомогою теорії ліній електропередачі. Хоча модель не є точною, вона може допомогти візуалізувати варіацію частоти.

Центральна частота  $f_0$  встановлена на 2 ГГц. На рис. 3.3 мікросмужкова заглушка показує властивість короткого замикання на частоті  $f_0$  та її непарних кратних, а також обриву на парних парних значеннях. Навпаки, на рисунку 3.9 порожнина щілинної лінії демонструє властивість обриву ланцюга при  $f_0$  і його непарних кратних, і короткого замикання при парних кратних.

Згідно з рівнянням (3.9), отримано значення  $X$  по відношенню до частоти, як показано на рис. 3.10. Досліджуючи  $X_m$  і  $X$  одночасно, ми бачимо, що мікросмужковий шлейф і порожнина щілинної лінії дійсно забезпечують взаємне гасіння у всьому діапазоні частот, але вони не можуть бути точно гашені, оскільки  $X_m$  змінюється з частотою набагато швидше, ніж  $X$ . Тому обмеження смуги пропускання імпедансу пов'язане саме з цим фактом.

Рисунок 3.8 - Реактанс  $X_m$  заглушки мікросмужкиРисунок 3.9 - Реактанс  $X$  щілинної порожниниРисунок 3.10 - Реактанс  $X$ 

Суть нашого підходу полягає в тому, щоб зробити обидва резонатори резонансними на двох різних частотах. Нехай резонансна частота мікросмужкової лінії  $f_m > f_0$ . Наприклад,  $f_m = 3$  ГГц. Можна передбачити, що  $X_m$  матиме пік на частоті близько 6 ГГц, а в околі 4 ГГц буде досить малим замість

високого піку, як показано на рис. 3.8. У той же час, нехай резонансна частота щілинної порожнини  $f_s < f_0$ . Наприклад,  $f_s = 1$  ГГц. Можна передбачити, що  $X$  матиме пік в околі 2 ГГц, а значення на частоті 4 ГГц буде досить малим, замість низької долини, як показано на Рис. 3.10. Таким чином, найнижче значення  $S_{11}$ , близьке до нуля при  $f_0$ , приноситься в жертву, щоб отримати ширшу ширину смуги пропускання в загальному діапазоні частот.

Вищевикладене обговорення базується на теорії однорідної лінії передачі, в той час як радіальна мікросмушковий шлейф і кругова щілинна порожнина є неоднорідними. Для більшої переконливості ми використовуємо результати моделювання CST для ілюстрації. Крім того, для того, щоб з'ясувати вплив параметрів  $R_{\text{rad}}$  і  $D_s$  на імпедансні характеристики окремо, ми провели CST для перехідної частини, варіюючи один параметр і фіксуючи інші параметри на постійних значеннях [35].

#### 1) Зміна діаметра порожнини круглого шліца $D_s$

Вибрано Rogers RO3003 з  $\epsilon_r = 3.0$   $h=0.762$  мм. На рисунку 3.11 зафіксовано  $R_{\text{rad}}$  на рівні 12,2 мм, що відповідає резонансній частоті мікросмушкового шлейфа на 4 ГГц;  $D_s$  змінюється в трьох значеннях: 31,2 мм, 14,9 мм, 9,5 мм (резонансні на частотах 2 ГГц, 4 ГГц, 6 ГГц відповідно).

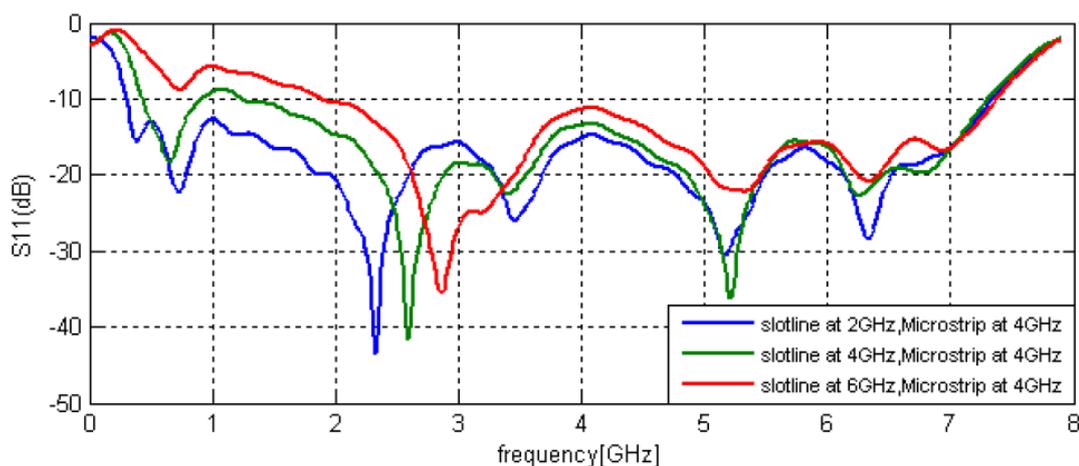


Рисунок 3.11 - Коефіцієнт відбиття  $S_{11}$  (мікросмушковий шлейф є резонансним на частоті 4 ГГц)

#### 2) Зміна радіуса радіального мікросмушкового шлейфа $R_{\text{rad}}$

На рисунку 3.12  $D_s$  зафіксовано на рівні 14,9 мм, що відповідає резонансній частоті щілинної порожнини на частоті 4 ГГц;  $R_{rad}$  змінюється при трьох значеннях - 24.7 мм, 12.2 мм, 8.1 мм (резонансні частоти 2 ГГц, 4 ГГц, 6 ГГц відповідно).

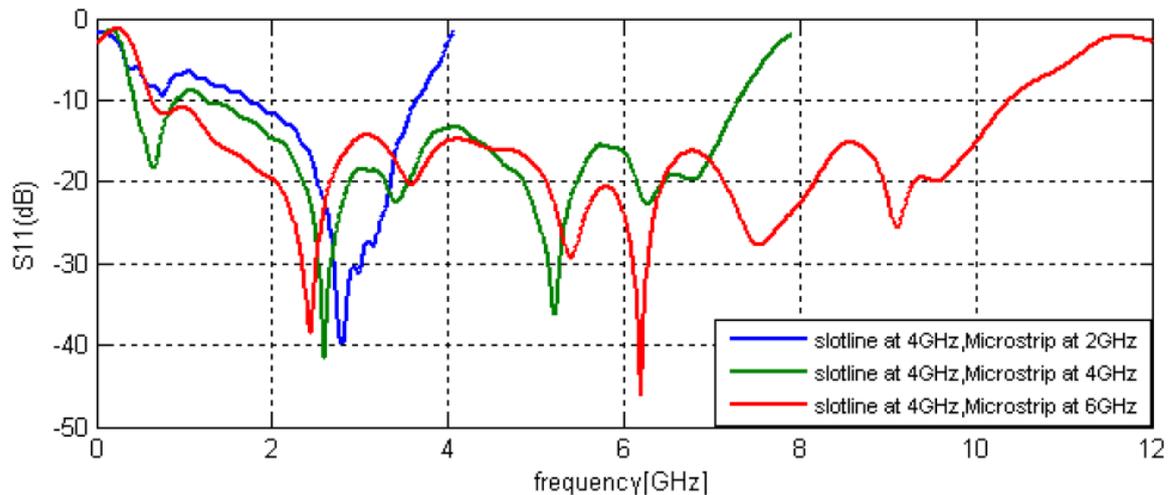


Рисунок 3.12 - Коефіцієнт відбиття  $S_{11}$  (щілинна порожнина є резонансною на частоті 4 ГГц)

Ми дійсно виявили, що існує можливість отримати ширшу смугу пропускання імпедансу, якщо мікросмужковий шлейф і порожнина щілинної лінії резонують на одній частоті (див. синю криву на рисунку 3.12).

Більше того, на рисунках 3.11 і 3.12 наведено додаткову інформацію. Вища частота зрізу перехідної частини повністю визначається довжиною мікросмужкового радіального шлейфу  $R_{rad}$ , або, іншими словами, резонансною частотою мікросмужкового радіального шлейфу. Нижня частота зрізу залежить від двох резонансних частот щілинної порожнини і мікросмужкового відгалужувача.

### 3.3.4 Вплив співвідношення параметрів

Для того, щоб знайти оптимальну резонансну пару частот, застосовується аналіз співвідношення параметрів. Всього існує 80 комбінацій.  $D_s$  змінюється

від 5 мм до 50 мм з інтервалом 5 мм.  $R_{\text{rad}}$  змінюється від 7,5 мм до 25 мм з інтервалом 2,5 мм.

Як показано на рисунку 3.13, максимальна смуга пропускання відносного імпедансу дорівнює 30. Це відповідає  $D_s = 35\text{мм}$ ,  $R_{\text{rad}} = 20\text{мм}$ . Існує деяке відхилення від чорної лінії, яка представляє слід мікросмушкового шлейфу і щілинної порожнини, що резонують на одній частоті.

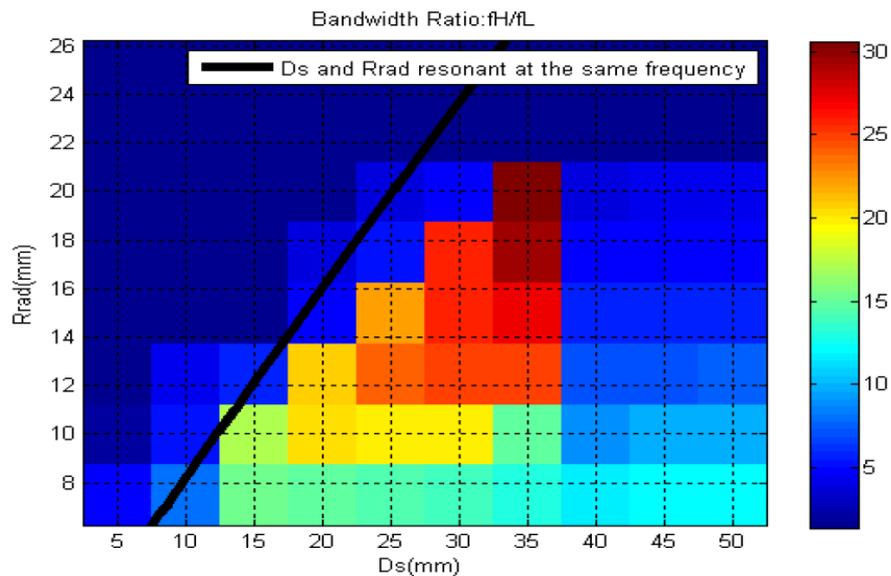


Рисунок 3.13 - Смуга пропускання часткового імпедансу по відношенню до  $D_s$  і  $R_{\text{rad}}$

Радіальна мікросмушкова шлейфова перемичка і кругла щілинна порожнина використовуються в конструкції переходу для широкої смуги пропускання імпедансу. Традиційно ми розробляємо розмір для двох частин роблячи обидві частини резонансними на одній центральній частоті. Спостерігаючи за схемою ми виявили, що коли вони резонують на різних частотах, особливо щілинна порожнина резонує на нижчій частоті, а мікросмушкова заглушка на вищій частоті, смуга пропускання імпедансу може значно покращитися. Більше того, діаметр щілинної порожнини  $D_s$  трохи впливає на нижній діапазон частот, тоді як радіус мікросмушкового заглушки  $R_{\text{rad}}$  значно впливає на вищу частоту зрізу [34-35].

### 3.4 Дослідження двошарової антени Вівальді класичної конструкції

У попередніх розділах ми з'ясували вплив параметрів антени, діелектричної проникності підкладки  $\epsilon_r$ , товщини  $h$ , швидкості розкриття кривизни  $R$ , радіуса мікросмушкового шлейфа  $R_{rad}$  і діаметра щілинної порожнини  $D_s$  на характеристики антени. На основі на цих результатів і висновків, ми ставимо за мету спроектувати антену Вівальді з «оптимальними характеристиками» як щодо смуги імпедансу, так і щодо смуги підсилення.

Остаточна антена Вівальді розрахована на діапазон від 1 до 16 ГГц в центрі частота  $f_0 = \sqrt{f_1 \times f_2} = \sqrt{1 \cdot 16} = 4$  ГГц. Для досягнення мети широкосмугової антени як коефіцієнта підсилення, так і імпеданса, параметри, вибрані на основі нових знань, а також вимоги до виготовлення, наведені нижче.

Антена реалізована на підкладці Rogers RT5880 з  $\epsilon_r = 2.2$  та товщиною  $h = 0.508$  мм. Габаритні розміри антени Vivaldi складають  $L = 240$  мм, ширина  $W = 120$  мм,  $W_0 = 100$  мм, Швидкість розкриття  $R$  вибрано  $0,015 \text{ мм}^{-1}$  як компроміс між коефіцієнтом підсилення смугою пропускання та смугою пропускання імпедансу.  $D_s = 38$  мм, що відповідає резонансній частоті щілинної порожнини 1,8 ГГц, а  $R_{rad} = 7$  мм, що відповідає резонансній частоті резонансній частоті мікросмушкового шлейфу на частоті 10 ГГц.

Ширина прорізу на початковій ділянці вибрана як  $W_{sl} = 0,5$  мм. Цей вибір є дещо довільним і в даному випадку він був зроблений для того, щоб мати низьке значення  $Z_{0s}$  для легкого переходу до секції введення мікросмушки, і в той же час достатньо широкою для точного виготовлення за допомогою стандартних процесів друкованих плат. Значення відповідної лінії щілини імпедансу  $Z_{0s}$  розраховується за наступними формулами.

У цьому випадку, коли параметри задовольняють вимогам

$$2.2 \leq \epsilon_r \leq 3.8, \quad 0.0015 \leq \frac{W_{sl}}{\lambda_0} \leq 0.075 \quad (3.20)$$

імпеданс щілинної лінії дорівнює

$$\begin{aligned}
 Z_{0s} = & 60 + 3.69 \sin\left[\frac{(\varepsilon_r - 2.22)\pi}{2.36}\right] + 133.5 \ln(10\varepsilon_r) \sqrt{\frac{W_{sl}}{\lambda_0}} \\
 & + 2.81\left[1 - 0.011\varepsilon_r(4.48 + \ln \varepsilon_r)\right] \left(\frac{W_{sl}}{h}\right) \ln\left(100\frac{h}{\lambda_0}\right) \\
 & + 131.1(1.028 - \ln \varepsilon_r) \sqrt{\frac{h}{\lambda_0}} + 12.48(1 + 0.18 \ln \varepsilon_r) \frac{W_{sl}}{h\sqrt{\varepsilon_r - 2.06 + 0.85(W_{sl}/h)^2}}
 \end{aligned} \quad (3.21)$$

де  $\lambda_0$  у формулі позначає довжину хвилі вільного простору, що відповідає центральній частоті  $f_0$ . Для потрібної антени розраховане значення  $Z_{0s}$  дорівнює 109 Ом [29].

Щоб отримати ідеальне узгодження імпедансу для максимальної потужності перехід, порожнину щілинної лінії і реактивний опір шлейфу мікросмужки слід виключити. Отже

$$Z_{0m} = n^2 Z_{0s} \quad (3.22)$$

$$\begin{aligned}
 n &= \cos 2\pi \frac{h}{\lambda_0} u - \cot(q_0) \sin 2\pi \frac{h}{\lambda_0} u \\
 q_0 &= 2\pi \frac{h}{\lambda_0} u + \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{u}{v}\right) \\
 u &= \left[\varepsilon_r - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_s}\right)^2\right]^{1/2} \quad v = \left[\left(\frac{\lambda_0}{\lambda_s}\right)^2 - 1\right]^{1/2}
 \end{aligned} \quad (3.23)$$

$$\lambda_s = \lambda_0 \left(1.045 - 0.365 \ln \varepsilon_r + \frac{6.3(W_{sl}/h)\varepsilon_r^{0.945}}{238.64 + 100W_{sl}/h} - \ln \frac{h}{\lambda_0} \left[0.148 - \frac{8.81(\varepsilon_r + 0.95)}{100\varepsilon_r}\right]\right) \quad (3.24)$$

де  $\lambda_s$  - довжина хвилі у щілинній лінії на центральній частоті  $f_0$ . Тут розраховані значення  $u = 0.99$ ,  $v = 0.47$ ,  $q_0 = 1.17$ ,  $n = 0.9813$  і характеристичний опір мікросмужки в поперечній площині  $Z_{0m} = 105,46$  Ом, що відповідає ширині лінії

мікросмужки  $W_{ms} = 0,40$  мм, яка розраховується згідно з (3.25). Аналогічно, для того, щоб подача до 50 Ом коаксіального роз'єму SMA, ширина мікросмужкової лінії на вхідній ділянці  $W_{ms0}$  встановлено на рівні 1,78 мм.

$$Z_{ms} = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \left[ \frac{W_{ms}}{h} + 1.95 \left( \frac{W_{ms}}{h} \right)^{0.172} \right]^{-1}$$

$$\varepsilon_{eff} = 1 + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + \frac{1}{\sqrt{1 + 10h/W_{ms}}} \right]$$
(3.25)

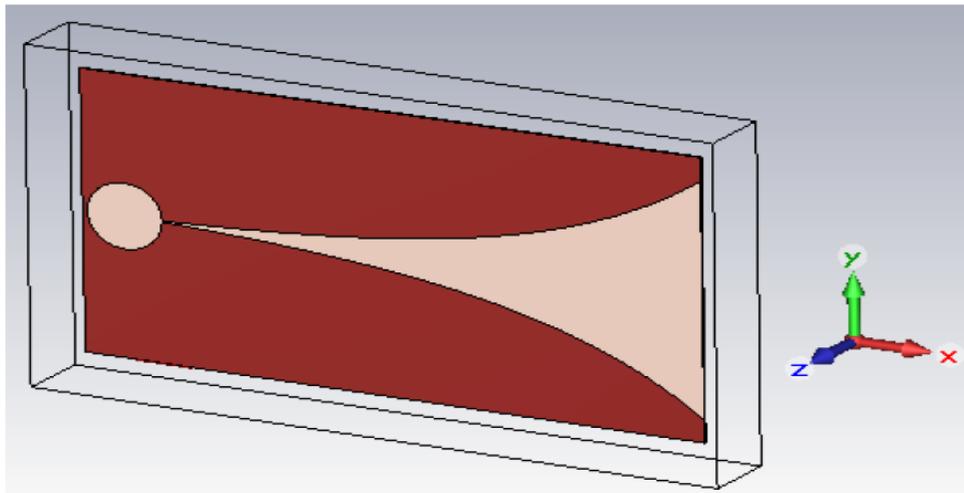


Рисунок 3.14 – Антена Вівальді класичної конструкції, змодельована CST

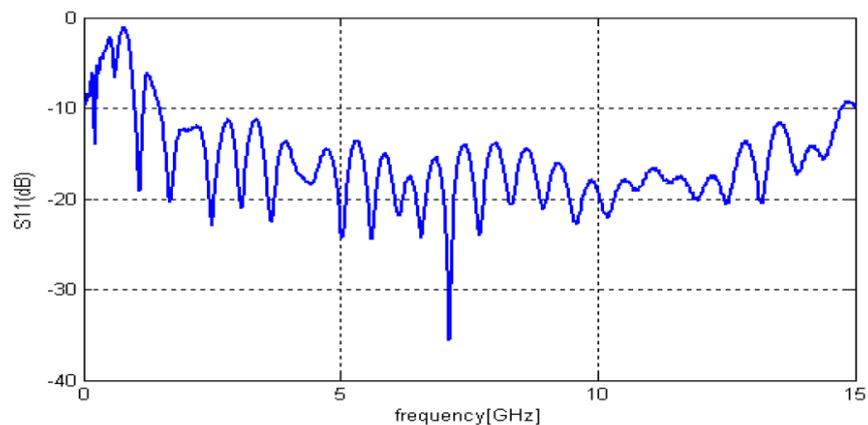
### 3.5 Результати моделювання в пакеті CST MWS антени Вівальді класичної конструкції

У роботі було змодельовано оптимальну антену Вівальді з наведеною вище конфігурацією параметрів та проведено її симуляцію в пакеті CST MWS.

Смуга пропускання розрахована з урахуванням забезпечення рівня -10 дБ коефіцієнта  $S_{11}$ , як зазначено в Таблиці 3.1. Як показано на рисунку 3.15, смуга пропускання оптимальної антени Vivaldi становить від 1,46 ГГц до 15 ГГц, а відносна - понад 10:1.

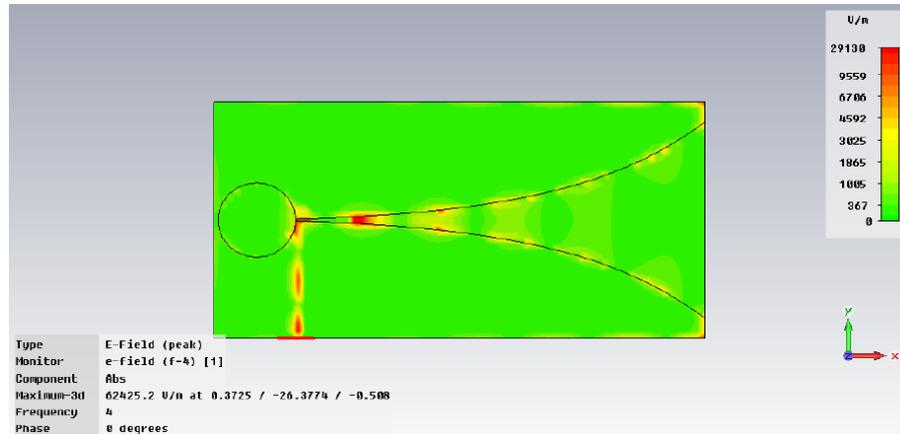
Таблиця 3.1 - Налаштування параметрів моделювання в CST MWS

Feature	Setting
Mesh Type	hexahedral
Mesh accuracy	20 lines per wavelength
Port	Waveguide port: 10Wms0*5h
Frequency	0~16GHz
Solver Type	Transient solver
Solver accuracy	-30dB
Excitation signal	Gaussian with the spectrum from 0 to 16GHz
Field monitor	E field at different frequency and at certain time duration Far field at 0~16GHz with step of 0.2GHz
Probe	E field at ( $\Phi=90^\circ$ $\theta=0^\circ$ Radius=5000m), farfield
Outputs	S parameter, E field, radiation pattern, signal at probe

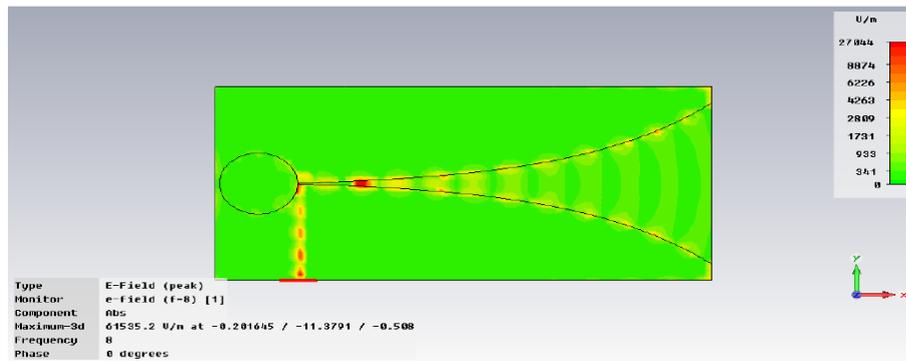
Рисунок 3.15 – Змодельована характеристика  $S_{11}$  класичної конструкції

Картина розподілу поля  $E$  є подібною з точки зору частоти. Тут для прикладу ми візьмемо  $E$  на частотах 4,8,12 ГГц. З рисунка 3.16 видно, що сигнал збудження поширюється від вхідного порту через перехід від мікросмужки до щілинної лінії, а потім випромінюється з конусної кривої у вільний простір. Напруженість поля  $E$  вздовж лінії мікросмужки і кінчної кривої є дуже сильною, тоді як вона досить слабка навколо порожнини щілинної лінії. Тому, до певної міри, вплив щілинної лінії на характеристики

антени на характеристики антени менш чутливий, ніж мікросмужка і кінчна кривизна.

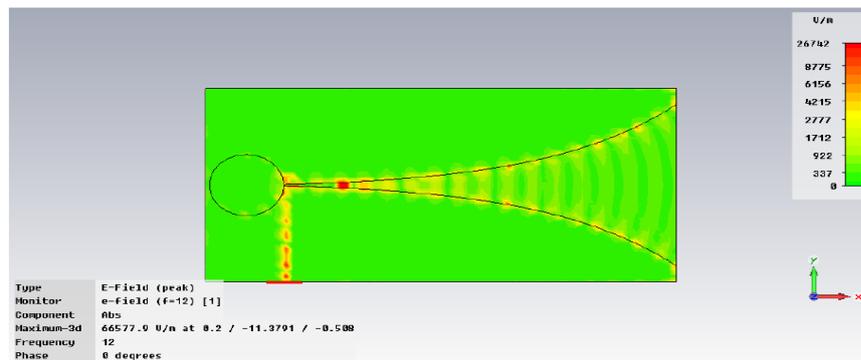


(a)



(б)

Рисунок 3.16 – Змодельоване Е-поле остаточної конструкції: (а)  $f=4$ ГГц і (б)  $f=8$ ГГц



(в)

Рисунок 3.16 – Змодельоване Е-поле остаточної конструкції: (в)  $f=12$ ГГц

Діаграма спрямованості на частоті 8 ГГц зображена полярними діаграмами на рис. 3.17. З нього видно, що антена Вівальді є антеною типу

кінцевого випромінювання. Це також узгоджується з теорією, що обговорюється в літературі. Основний напрямок випромінювання (головна пелюстка) - у позитивному напрямку  $X$ .

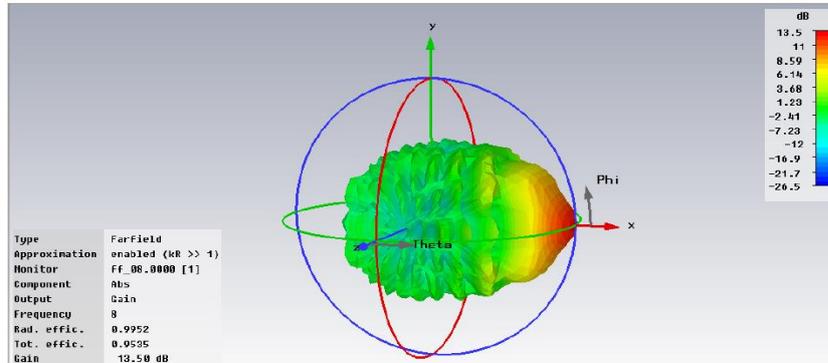


Рисунок 3.17 - Змодельована діаграма спрямованості ( $f=8$  ГГц) Антени Вівальді класичної конструкції

Розглядаючи головну пелюстку в обох випадках, Е/Н-площина - це площина, що містить Е/Н-вектор і проходить через початок координат. Таким чином, площина  $XY$  ( $\theta=90^\circ$ ) є площиною Е а площина  $XZ$  ( $\phi=0^\circ$ ) є площиною Н. Розрізи площини Е і площини Н для частот частот 4, 8 і 12 ГГц показані нижче. Наведені нижче графіки показують загальний абсолютного коефіцієнта підсилення антени в дБ на вищезгаданих частотах. Видно, що коефіцієнт підсилення чітко залежить від частоти, і діаграма спрямованості не розділяється на частотах 4, 8 і 12 ГГц, оскільки головна пелюстка залишається в напрямку ( $\theta=90^\circ, \phi=0^\circ$ ) для всіх трьох частотних точках.

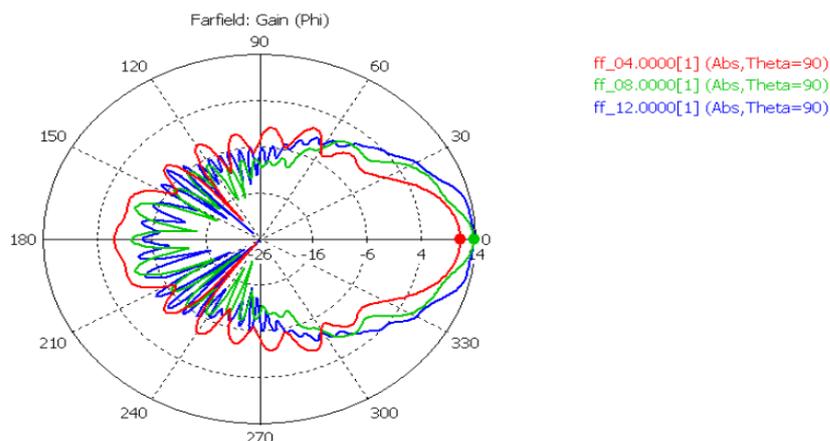


Рисунок 3.18 - Діаграма спрямованості: площина Е на частотах  $f=4,8,12$  ГГц

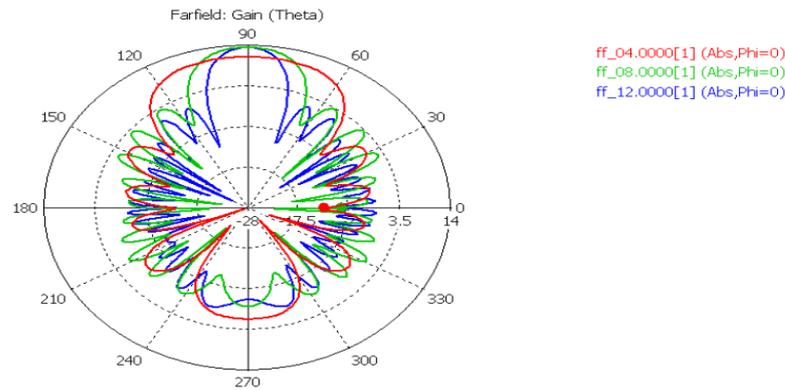


Рисунок 3.19. Діаграма спрямованості: площина Н на частотах  $f=4,8,12$  ГГц

Три дискретні частоти дають лише три зразки. Для того, щоб точно визначити смугу пропускання, ми побудували графік максимального коефіцієнта підсилення в усіх напрямках і коефіцієнт підсилення в напрямку ( $\theta=90^\circ$ ,  $\phi=0^\circ$ ) в діапазоні частот 0~16 ГГц. На рисунку 3.20 показано, що максимальний коефіцієнт підсилення майже такий самий, як і коефіцієнт підсилення в «передбачуваному» напрямку головної пелюстки, і обидва вони відповідають або перевищують 3 дБ в діапазоні частот від 1,2 ГГц до 12 ГГц, що свідчить про відсутність розщеплення в межах частотного діапазону. Таким чином, і смуга пропускання імпедансу, і смуга підсилення мають відношення 10:1.

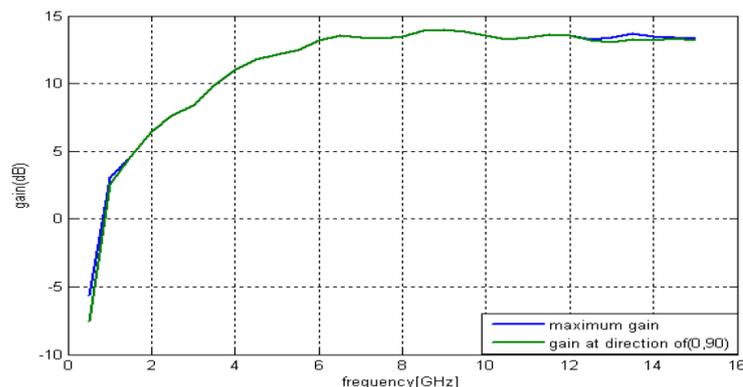


Рисунок 3.20 – Змодельований графік коефіцієнта підсилення антени Вівальді класичної конструкції

UWB-антена характеризується не тільки в частотній, але і в часовій області. Характеристики UWB-антени часто можна найкраще описати за допомогою імпульсно характеристики.

Вхідний сигнал, що збуджується в порту, є гауссовою функцією зі спектром від 0 до 16 ГГц. Зонд розміщено в точці на відстані 5000 м,  $\Phi=90^\circ$  і  $\theta=0^\circ$ , що є основним напрямком пелюстки, а також задовольняє умовам дальнього поля. Сам сигнал і його залежність від часу в часовій області показано на рисунку 3.21.

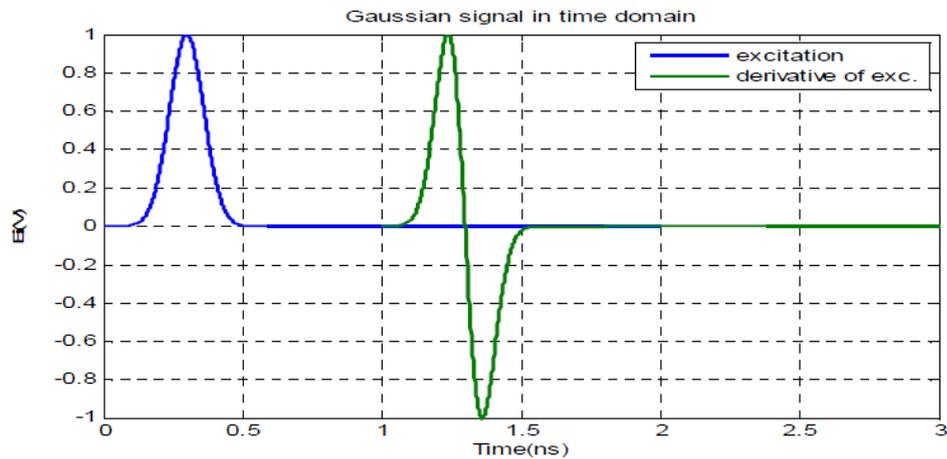


Рисунок 3.21 – Сигнал збудження та його похідна

Через похідні характеристики антен під час випромінювання, прийнятий імпульс в ідеалі дорівнює похідній сигналу збудження. Зазвичай, для UWB-антени прийнятий сигнал має деяке спотворення форми сигналу у вигляді певного «щебетання» через дисперсію. Тому імпульсна характеристика також є дуже важливим показником роботи антени Вівальді як UWB-антени. Випромінюваний імпульсний сигнал у напрямку головної пелюстки остаточної конструкції показано на рисунку 3.22. Він дійсно показує «цвірінкання», однак воно незначне і прийнятне.

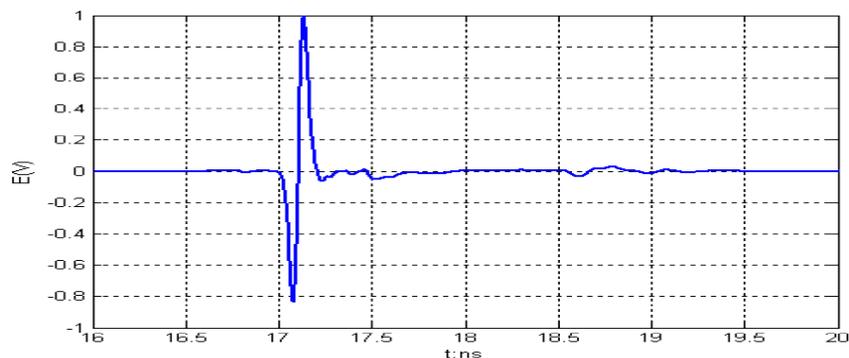


Рисунок 3.22 - Випромінюваний імпульс у напрямку головної пелюстки (нормалізований)

### 3.6 Експериментальне дослідження антени Вівальді класичної конструкції

Параметри, які часто найкраще описують характеристики UWB-антени, - це імпеданс, діаграма спрямованості, коефіцієнт підсилення, спрямованість, імпульсна характеристика тощо. Експериментальне дослідження характеристик виготовленої антени є одним з найважливіших етапів у всьому процесі. Виготовлений експериментальний зразок оптимальної антени Вівальді для вимірювання показана на рисунку 3.23.

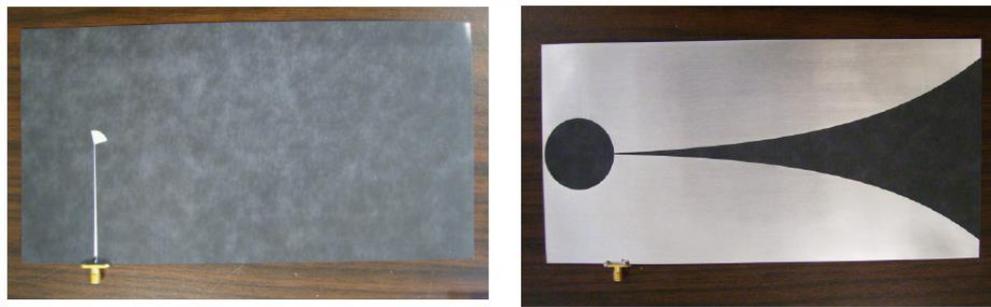


Рисунок 3.23. Виготовлена антена: (а) вигляд спереду, (б) вигляд ззаду

Щоб уникнути впливу навколишнього середовища, тестування проводиться в безеховій камері, стіни якої покриті радіочастотними поглиначами, що забезпечують коефіцієнт відбиття  $-40$  дБ при нормальному падінні на частотах до  $100$  МГц. У наведених нижче вимірюваннях використовувався векторний аналізатор Agilent 8719ET з робочим діапазоном частот від  $50$  МГц до  $13,5$  ГГц (рис. 3.24).



Рисунок 3.24 – Фото векторного аналізатора Agilent 8719ET

Перед вимірюванням порт відбиття Port1 мережевого аналізатора був відкалібрований на вхід антени (або на кінець кабелю) в діапазоні частот 1-13,5 ГГц за допомогою методу SOLT. Антена, що тестується, була розміщена всередині безехової камери. Відбиття від антени в кожній з цих частотних точок було отримано і зображено на рисунку 3.25 У частотній області (10~12 ГГц) спостерігаються два піки порівняно з модельованим результатом. Однак вони не перевищують -10 дБ і є прийнятними [27-29].

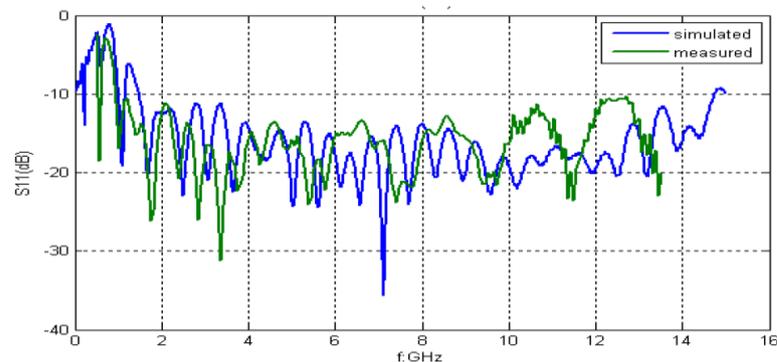


Рисунок 3.25 – Виміряні та змодельовані частотні характеристики  $S_{11}$  Антени Вівальді класичної конструкції

Найважливішим показником, що описує характеристики антени, є коефіцієнт підсилення. Зазвичай для вимірювання коефіцієнта підсилення використовують два основні методи: вимірювання абсолютного коефіцієнта підсилення і вимірювання коефіцієнта передачі (або порівняння коефіцієнта підсилення).

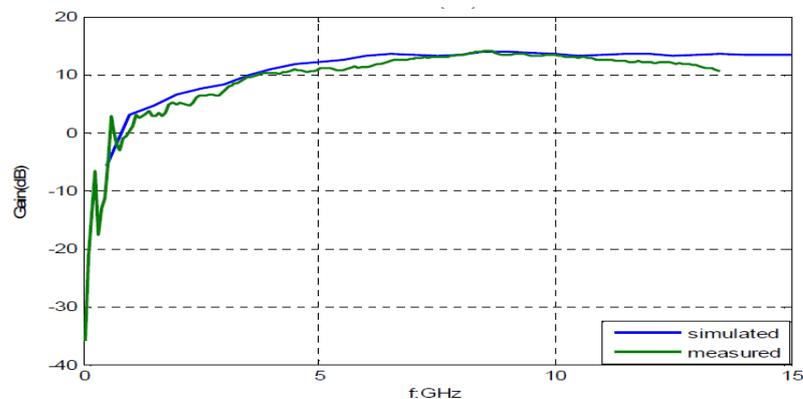


Рисунок 3.26 – Виміряний та змодельований коефіцієнт підсилення антени Вівальді класичної конструкції

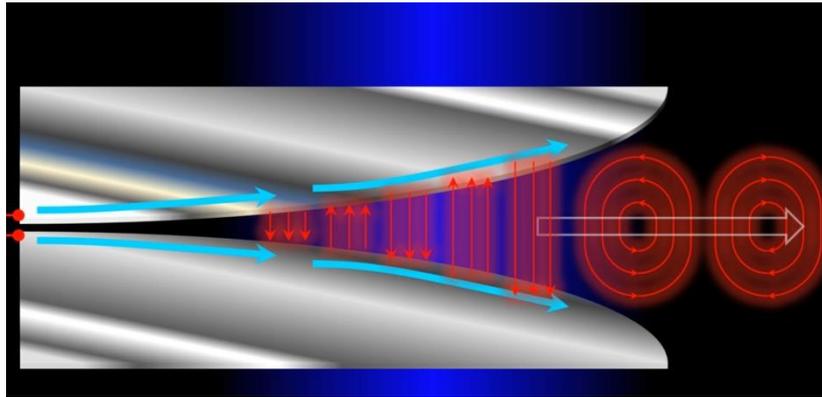


Рисунок 3.26 – Механізм поширення хвиль в експоненційному розкриві антени Вівальді класичної конструкції

### 3.7 Висновки до розділу

У розділі було проведено теоретичні дослідження антени Вівальді класичної конструкції, що дозволило визначити основні принципи її роботи та ключові параметри, які впливають на електромагнітні характеристики. На основі аналізу геометрії антени встановлено, що експоненціальна форма розкриву забезпечує широкосмуговість, узгодження з навантаженням у широкому частотному діапазоні та формування спрямованого випромінювання.

Розглянуто механізм поширення поверхневих хвиль у плоскому хвилеводі, який є джерелом формування випромінювання в зоні розкриву. Показано, що ефективність антени значною мірою визначається параметрами експоненціальної кривої, розмірами субстрату та електричними властивостями діелектрика.

Особливу увагу приділено впливу геометричних параметрів – довжини та ширини антени, кута розкриву та форми експоненційної апертури – на такі характеристики, як коефіцієнт стоячої хвилі, вхідний опір, коефіцієнт підсилення та діаграма спрямованості. Показано, що класична конструкція антени Вівальді забезпечує стабільні параметри в широкій смузі частот, що робить її перспективною для застосування в надширокосмугових системах зв'язку, радіолокації та спектральному моніторингу.

Загалом, проведені теоретичні дослідження сформувавши базове розуміння принципів роботи антени Вівальді, визначили оптимальні умови її ефективного функціонування та стали основою для подальшого комп'ютерного моделювання та практичної оптимізації конструкції.

## **4 КОМП'ЮТЕРНЕ ПРОЕКТУВАННЯ ТА МОДЕЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ДРУКОВАНОЇ БАГАТОШАРОВОЇ АНТЕНИ ВІВАЛЬДІ В ПАКЕТІ ПРОГРАМ HFSS ANSYS**

4.1 Синтез конструкції друкованої тришарової антени Вівальді в пакеті програм ANSYS HFSS

Для синтезу конструкції друкованої багатошарової антени Вівальді в пакеті програм ANSYS HFSS скористаємося вбудованим інструментом Antenna Toolkit. Antenna Toolkit в ANSYS HFSS – це інструмент, який автоматизує процес створення геометрії антен у програмі ANSYS High Frequency Structure Simulator (HFSS). Він дозволяє розробникам швидко генерувати популярні типи антен (понад 50), просто обираючи потрібний тип і задаючи базові параметри, такі як фізичні розміри та частота.

- 1) Автоматизація створення: замість ручного моделювання, цей інструмент дозволяє автоматично генерувати геометрію антен.
- 2) Широкий вибір: доступно понад 50 популярних типів антен для швидкого вибору.
- 3) Простота використання: користувач обирає тип антени з дерева, а потім вказує необхідні параметри, такі як розміри та частота.
- 4) Інтеграція в пакет програм: раніше це була окрема програма, але зараз вона інтегрована безпосередньо в HFSS.
- 5) Навчальний курс: існує також навчальний курс під назвою "Antenna Toolkit", який демонструє, як створювати елементи антен за допомогою цього інструменту в HFSS.

На рис. 4.1 наведена параметри синтезованої геометрії тришарової антени Вівальді в програмному інструменті Antenna Toolkit.

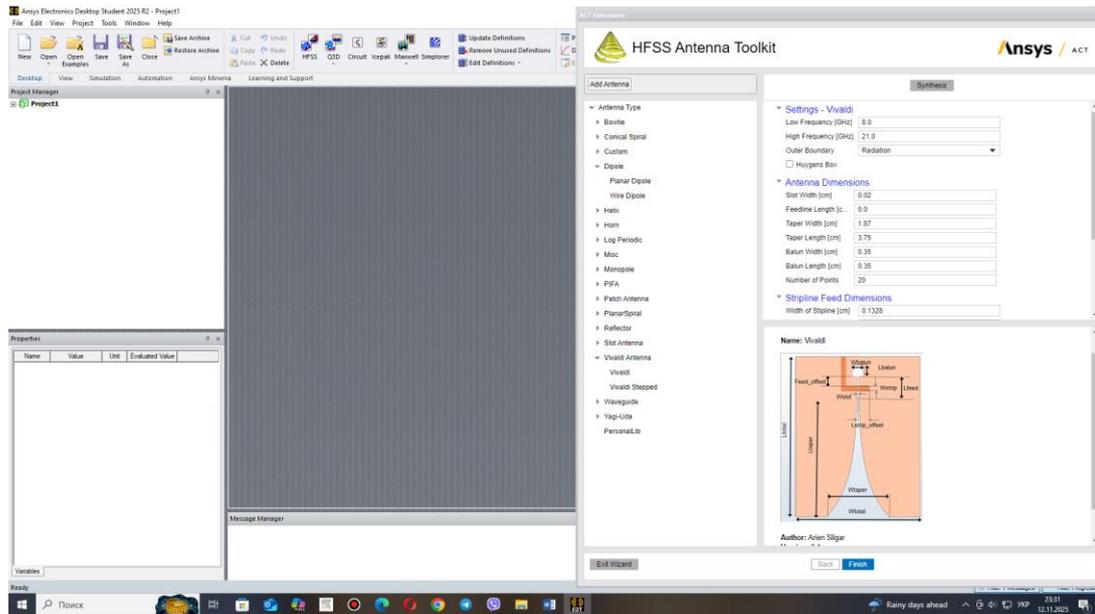


Рисунок 4.1 – Параметри геометрії синтезованої тришарової антени Вівальді в програмному інструменті Antenna Toolkit

Загальний вигляд конструкції синтезованої тришарової антени Вівальді в ANSYS HFSS показаний на рисунку 4.2.

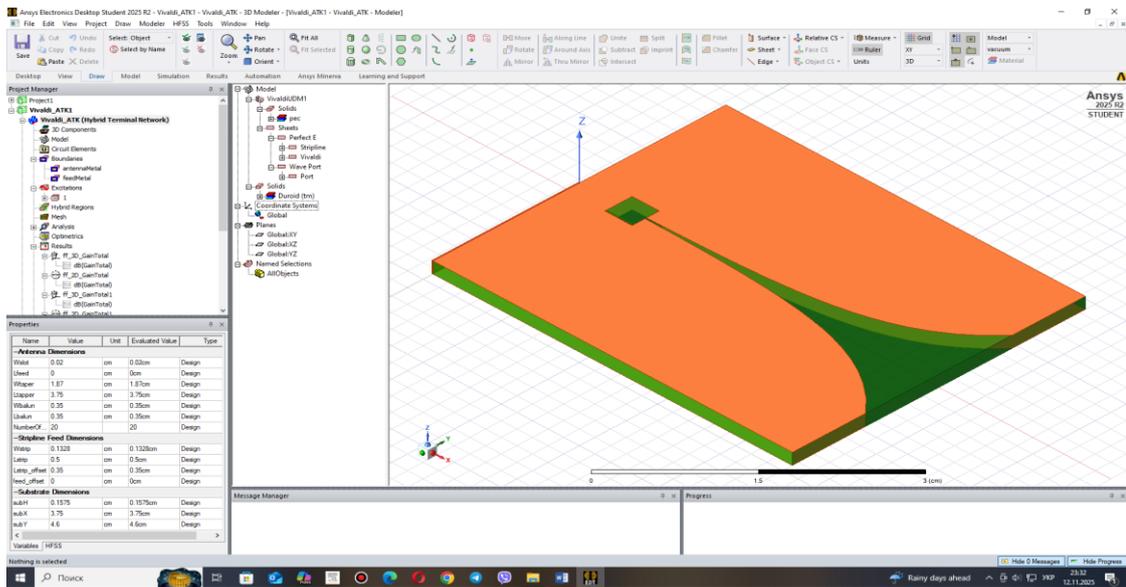


Рисунок 4.2 – Загальний вигляд конструкції синтезованої тришарової антени Вівальді в ANSYS HFSS

Структура шарів антени Вівальді показана на рисунку 4.3. Як видно з рис. 4.3 верхній і нижній шар є металізованими поверхнями випромінювання (рис. 4.4), а середній шар – це мікросмужка для збудження електричного поля на початку експоненційного розкриття антени Вівальді.

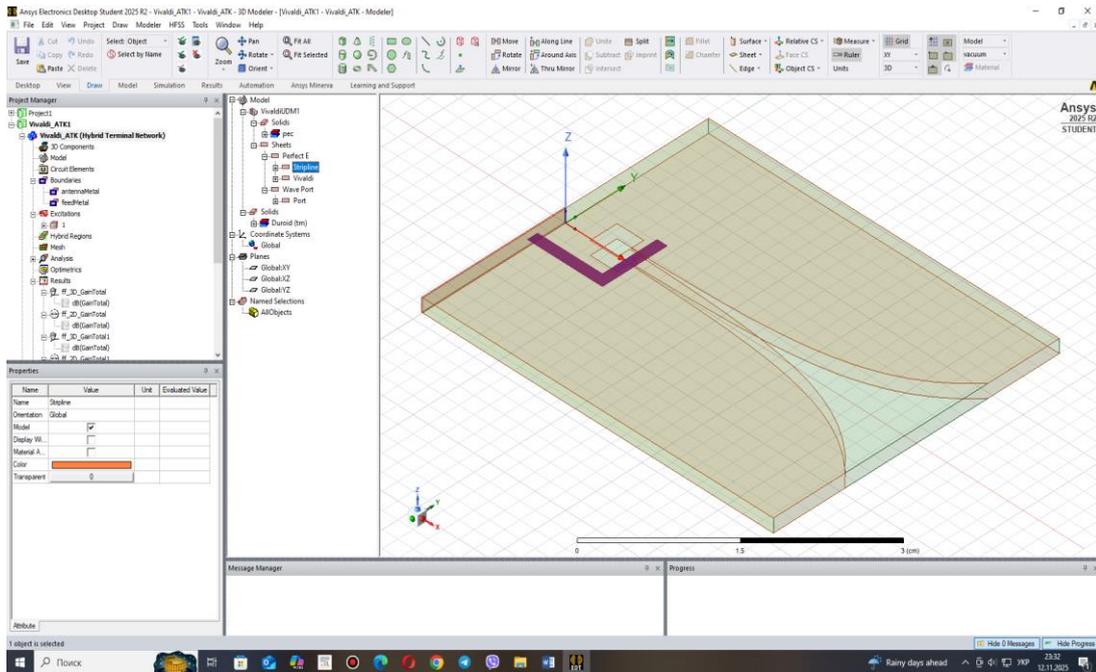


Рисунок 4.3 – Структура шарів антени Вівальді

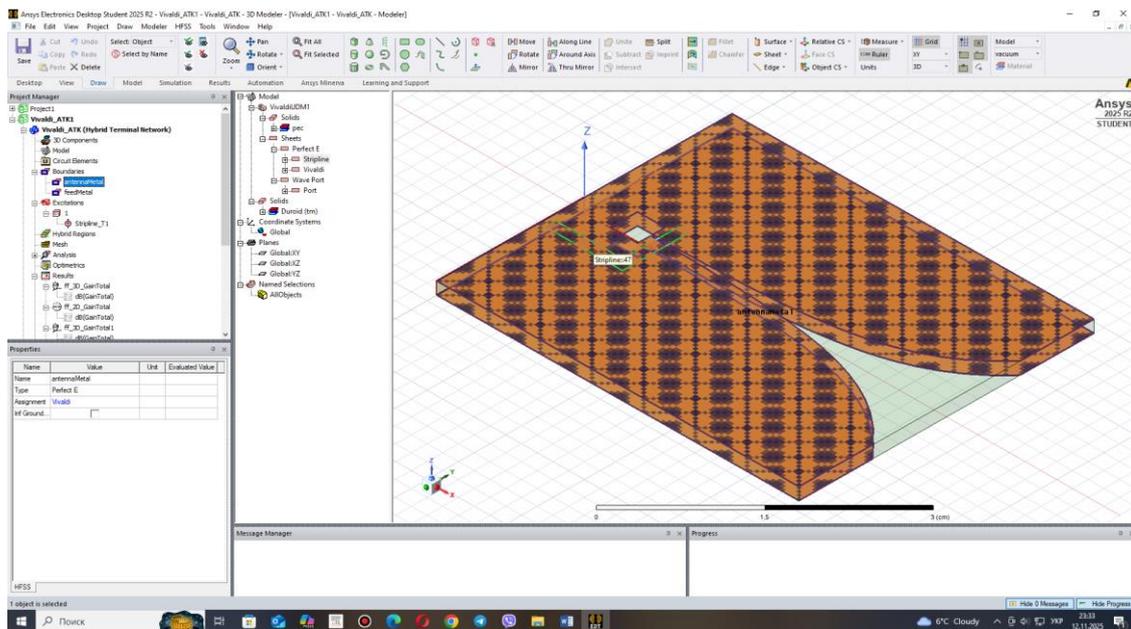


Рисунок 4.5 – Металізовані шари поверхні випромінювання антени Вівальді (зеленим кольором поміж них показана мікросмужка живлення антени)

Загальні геометричні розміри синтезованої антени Вівальді показані на рисунку 4.6.

▼ Settings - Vivaldi

Low Frequency [GHz]

High Frequency [GHz]

Outer Boundary

Huygens Box

▼ Antenna Dimensions

Slot Width [cm]

Feedline Length [c...

Taper Width [cm]

Taper Length [cm]

Balun Width [cm]

Balun Length [cm]

Number of Points

(a)

▼ Stripline Feed Dimensions

Width of Stripline [cm]

Length of Stripline [cm]

Length Offset [cm]

Feed Offset [cm]

▼ Substrate Dimensions

Material

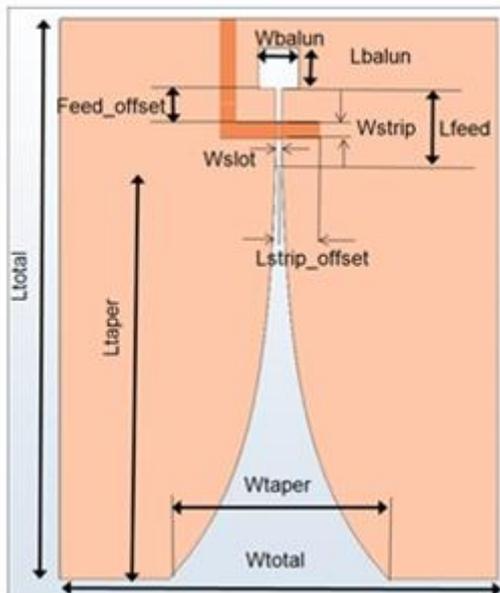
Substrate Height [cm]

Substrate Dimension X [cm]

Substrate Dimension Y [cm]

(б)

Name: Vivaldi



(в)

Properties

Name	Value	Unit	Evaluated Value	Type
<b>—Antenna Dimensions</b>				
Wslot	0.02	cm	0.02cm	Design
Lfeed	0	cm	0cm	Design
Wtaper	1.87	cm	1.87cm	Design
Ltaper	3.75	cm	3.75cm	Design
Wbalun	0.35	cm	0.35cm	Design
Lbalun	0.35	cm	0.35cm	Design
NumberOf...	20		20	Design
<b>—Stripline Feed Dimensions</b>				
Wstrip	0.1328	cm	0.1328cm	Design
Lstrip	0.5	cm	0.5cm	Design
Lstrip_offset	0.35	cm	0.35cm	Design
feed_offset	0	cm	0cm	Design
<b>—Substrate Dimensions</b>				
subH	0.1575	cm	0.1575cm	Design
subX	3.75	cm	3.75cm	Design
subY	4.6	cm	4.6cm	Design

Variables HFSS

(г)

Рисунок 4.6 – Загальні геометричні розміри синтезованої антени Вівальді:

(а) загальні вихідні дані для синтезу антени Вівальді на діапазон частот 8,0 ГГц – 21,0 ГГц; (б) задання геометричних розмірів мікросмушкової лінії живлення та параметрів діелектричного матеріалу друкованої плати антени Вівальді

(в) позначення основних геометричних розмірів конструкції антени Вівальді;

(г) значення геометричних розмірів (у сантиметрах) синтезованої конструкції тришарової антени Вівальді на діапазон частот 8,0 ГГц – 21,0 ГГц;

Після завершення геометрії тришарової антени Вівальді здійснюємо валідацію проекту (рис. 4.6) і симуляцію проекту (рис. 4.7 – 4.8).

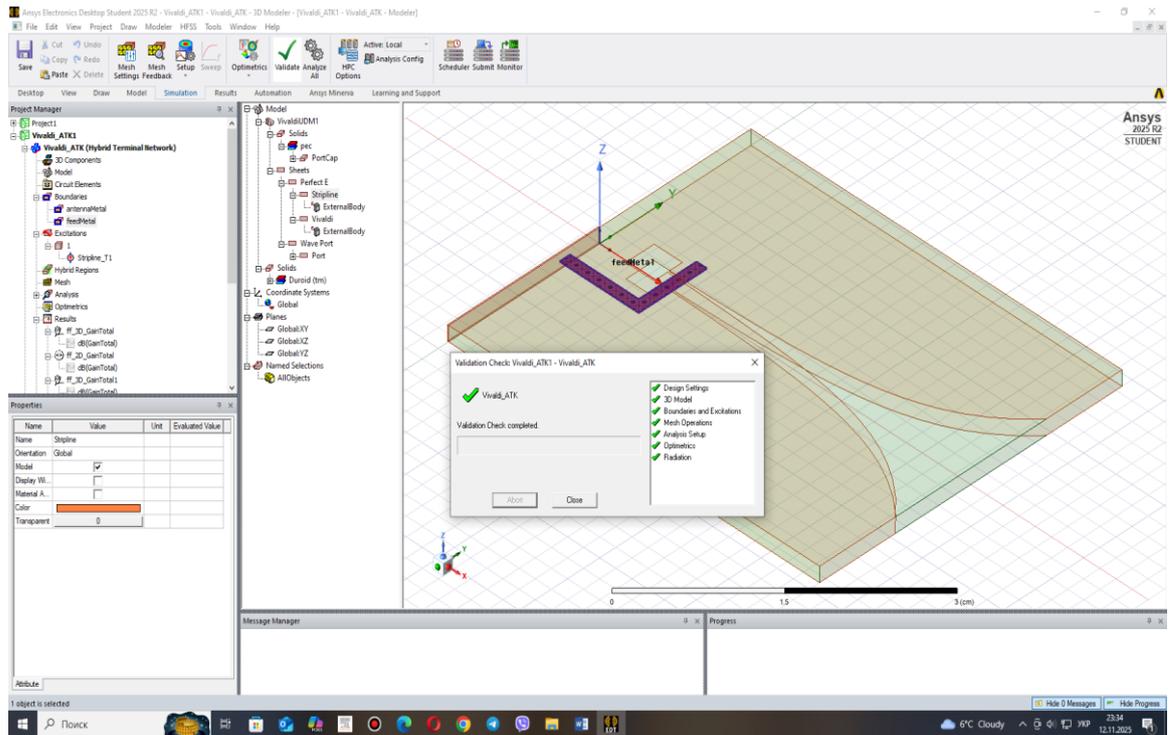


Рисунок 4.6 – Валідація проекту тришарової антени Вівальді

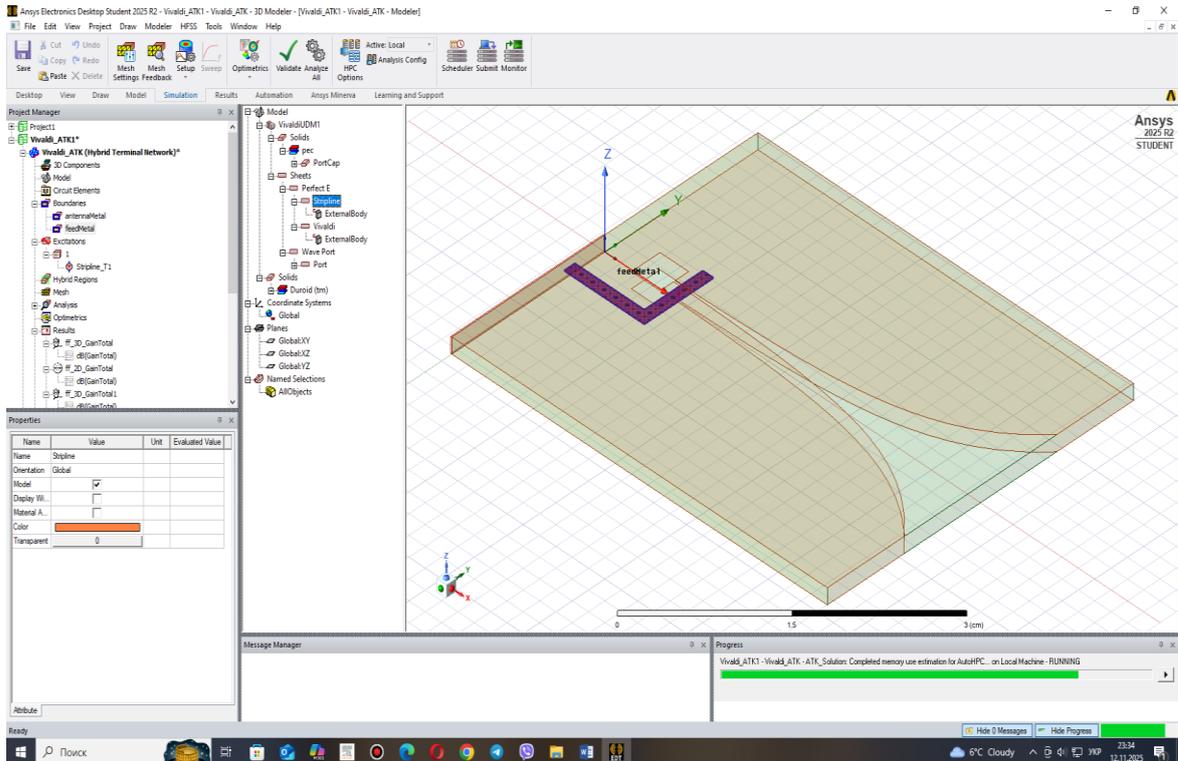


Рисунок 4.7 – Симуляція проекту тришарової антени Вівальді

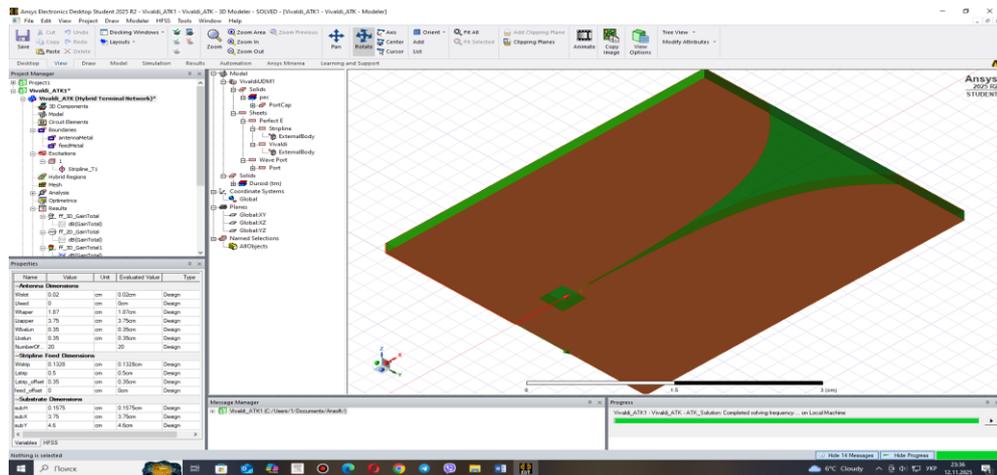


Рисунок 4.8 – Симуляція проекту тришарової антени Вівальді (вигляд знизу антени)

#### 4.2 Модельне дослідження діаграми випромінювання друкованої тришарової антени Вівальді в пакеті програм ANSYS HFSS

Шляхом моделювання дослідимо 3D діаграму спрямованості тришарової антени Вівальді. На рис. 4.9 показані параметри моделі для дослідження поверхні випромінювання тришарової антени Вівальді на верхній частоті діапазону 21 ГГц. Результат моделювання 3D діаграми спрямованості тришарової антени Вівальді на верхній частоті діапазону 21 ГГц в логарифмічному масштабі показані на рис. 4.10. Як видно з рис. 4.10 коефіцієнт підсилення тришарової антени Вівальді на верхній частоті діапазону 21 ГГц складає 10,18 дБ.

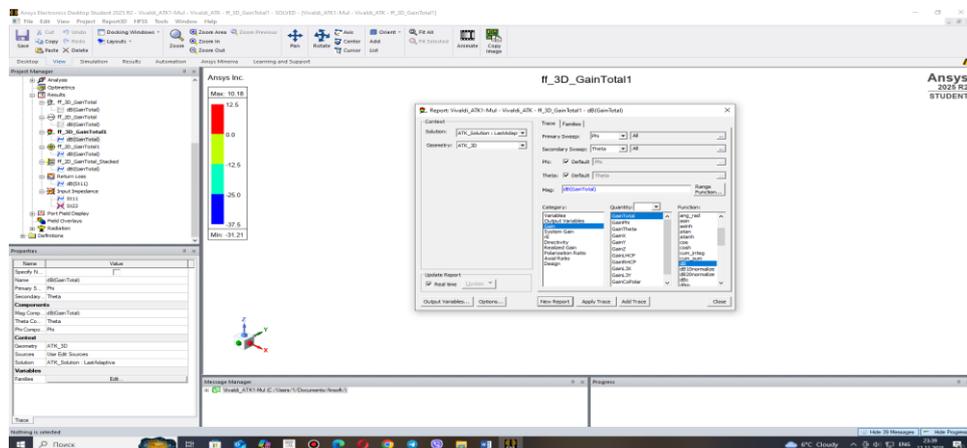


Рисунок 4.9 – Параметри моделі для дослідження поверхні випромінювання тришарової антени Вівальді на верхній частоті діапазону 21 ГГц

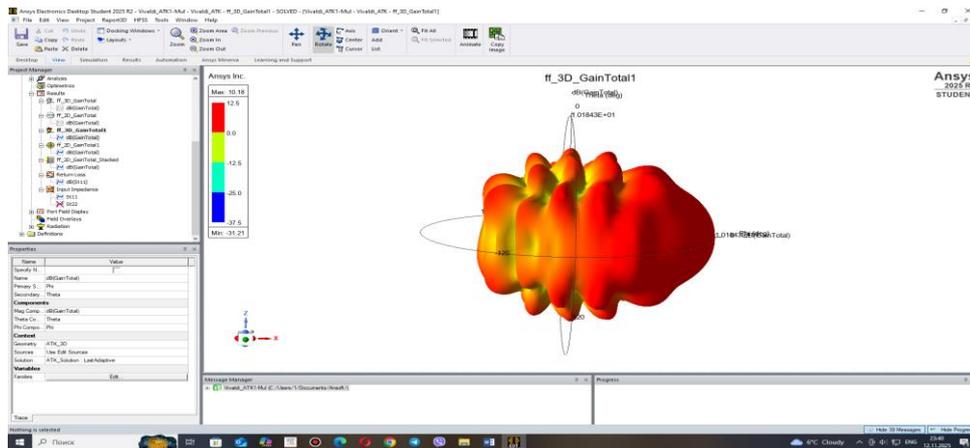


Рисунок 4.10 – Результат моделювання 3D діаграми спрямованості тришарової антени Вівальді на верхній частоті діапазону 21 ГГц в логарифмічному масштабі

Перерізи просторової діаграми спрямованості тришарової антени Вівальді у вертикальних площинах ZX і ZY на частоті 21,0 ГГц показані на рис. 4.11.

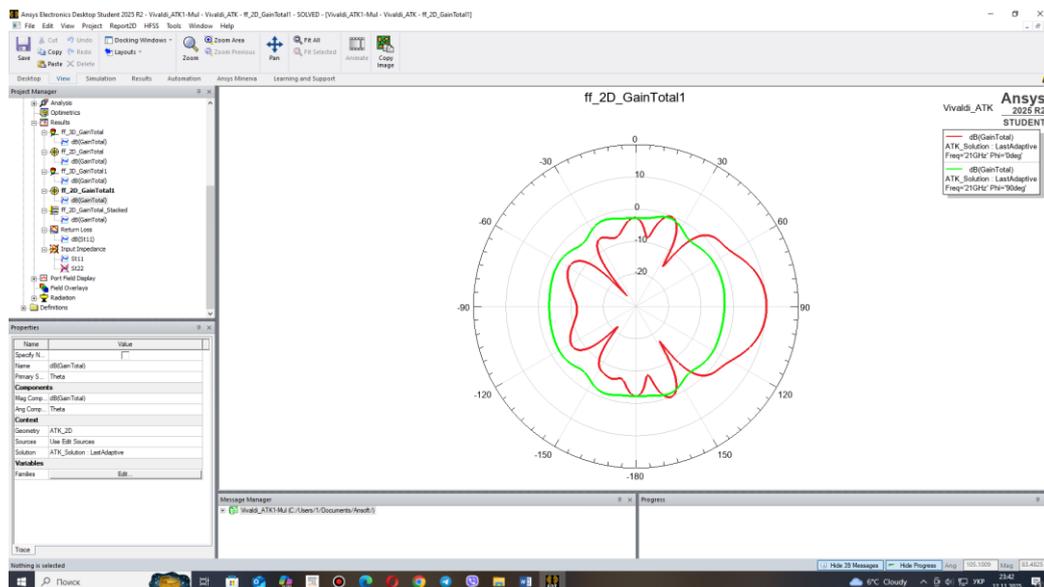


Рисунок 4.11 – Перерізи просторової діаграми спрямованості тришарової антени Вівальді у вертикальних площинах ZX і ZY на частоті 21,0 ГГц

Результат моделювання 3D діаграми спрямованості тришарової антени Вівальді на верхній частоті діапазону 8,0 ГГц в логарифмічному масштабі показані на рис. 4.12. Як видно з рис. 4.12 коефіцієнт підсилення тришарової антени Вівальді на верхній частоті діапазону 8,0 ГГц складає 7,77 дБ.

Перерізи просторової діаграми спрямованості тришарової антени Вівальді у вертикальних площинах ZX і ZY на частоті 8,0 ГГц показані на рис. 4.13.

Ілюстрація формування діаграми спрямованості тришарової антени Вівальді у вільному просторі на високій і низькій частотах робочого діапазону частот показані на рисунку 4.14. і рис. 4.15 відповідно

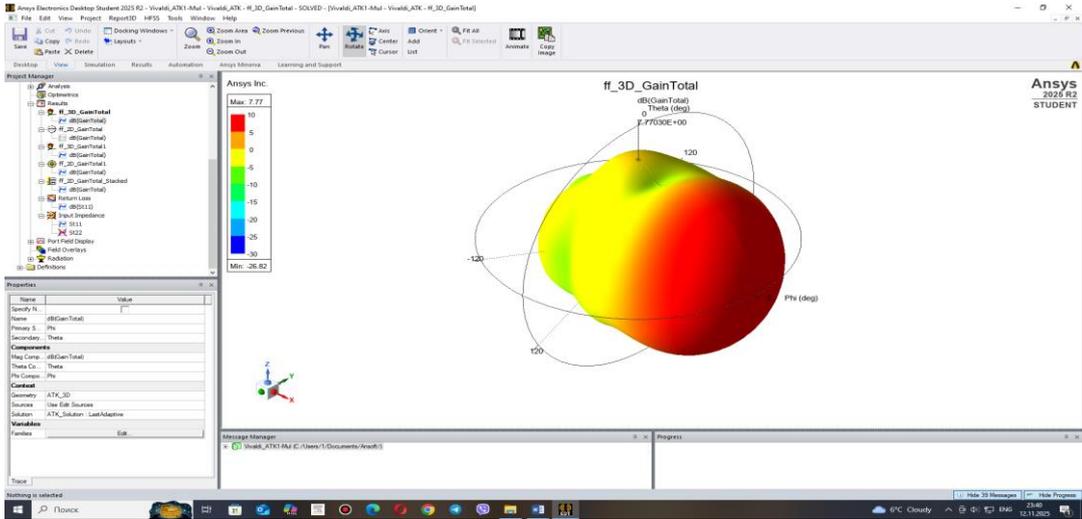


Рисунок 4.12 – Результат моделювання 3D діаграми спрямованості тришарової антени Вівальді на нижній частоті діапазону 8,0 ГГц в логарифмічному масштабі

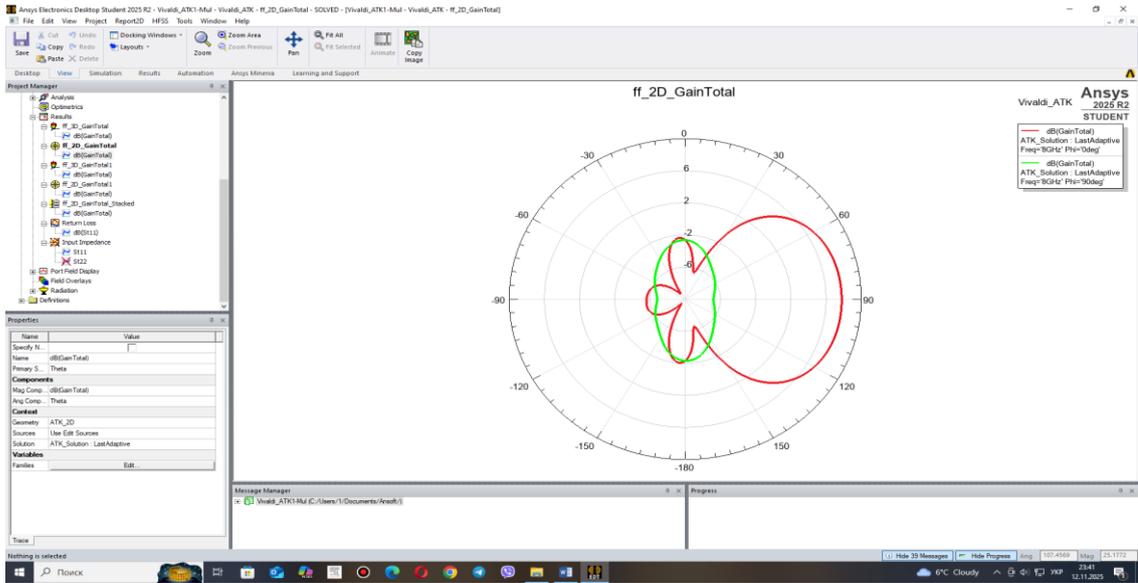


Рисунок 4.13 – Перерізи просторової діаграми спрямованості тришарової антени Вівальді у вертикальних площинах ZX і ZY на частоті 8,0 ГГц

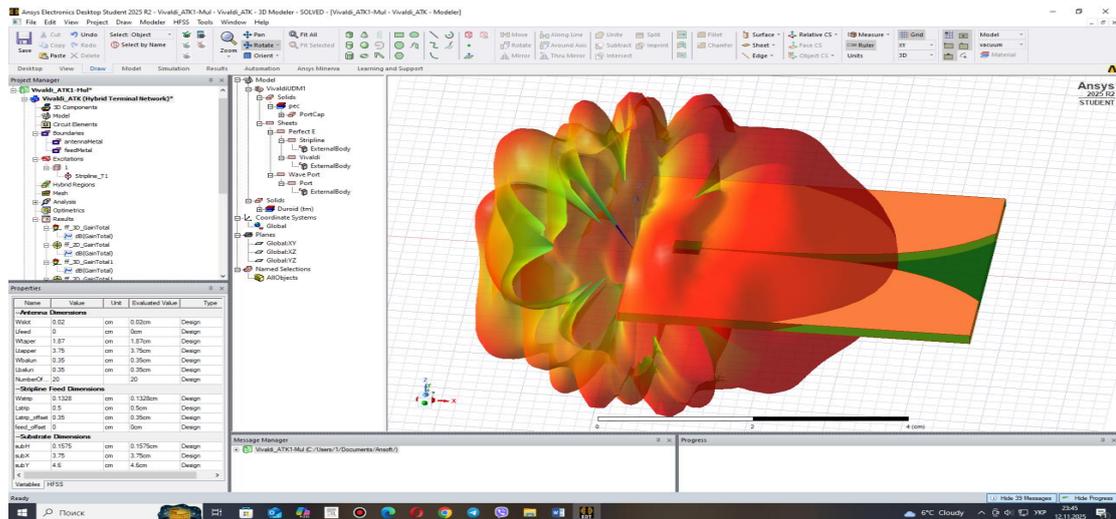


Рисунок 4.14 – Ілюстрація формування діаграми спрямованості тришарової антени Вівальді у вільному просторі на високій частоті 21.0 ГГц

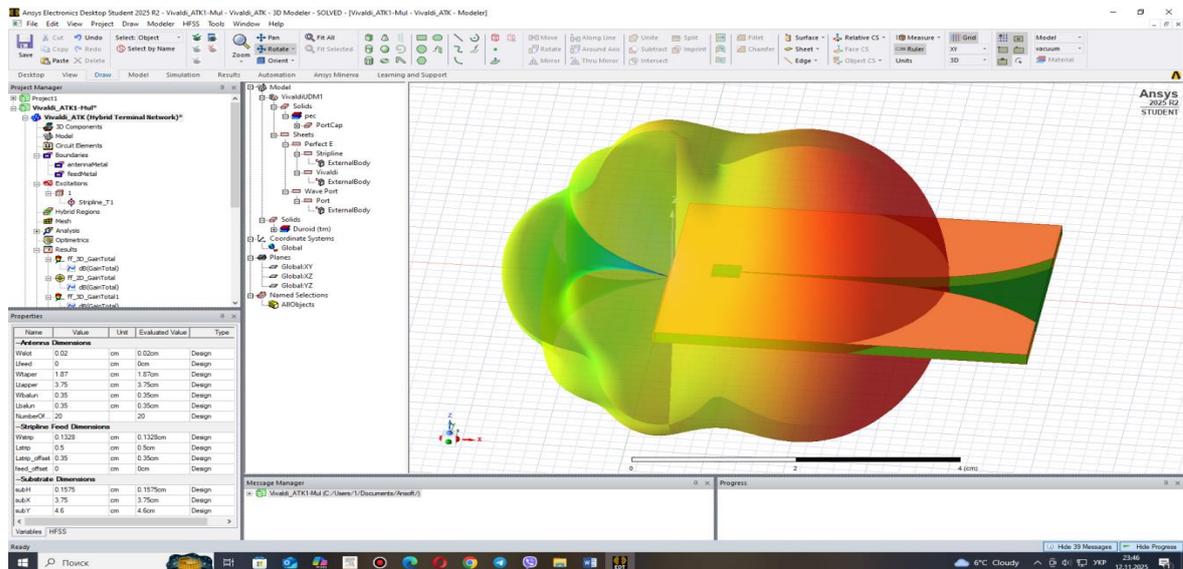


Рисунок 4.15 – Ілюстрація формування діаграми спрямованості тришарової антени Вівальді у вільному просторі на високій частоті 8,0 ГГц

#### 4.3 Модельне дослідження хвильових характеристик друкованої тришарової антени Вівальді в пакеті програм ANSYS HFSS

Основними хвильовими характеристиками друкованої тришарової антени Вівальді є частотні залежності коефіцієнта зворотних втрат  $S_{11}$  і коефіцієнта стоячої хвилі по напрузі, хвильовий опір випромінювання та вхідний опір антени в робочому діапазоні частот.

На рис. 4.16 наведений графік частотної характеристики коефіцієнта зворотних втрат  $S_{11}$  синтезованої тришарової антени Вівальді. На рис. 4.17 наведений графік частотної характеристики коефіцієнта стоячої хвилі по напрузі синтезованої тришарової антени Вівальді. Для дослідження співвідношення вхідним опором антени із хвильовим опором фідера номіналом 50 Ом у робочому діапазоні частот була шляхом моделювання досліджена діаграма Смітта синтезованої тришарової антени Вівальді (рис. 4.18).

На рис. 4.19-4.20 показані графіки зміни коефіцієнта підсилення антени Вівальді залежно від значення просторових кутових координат.

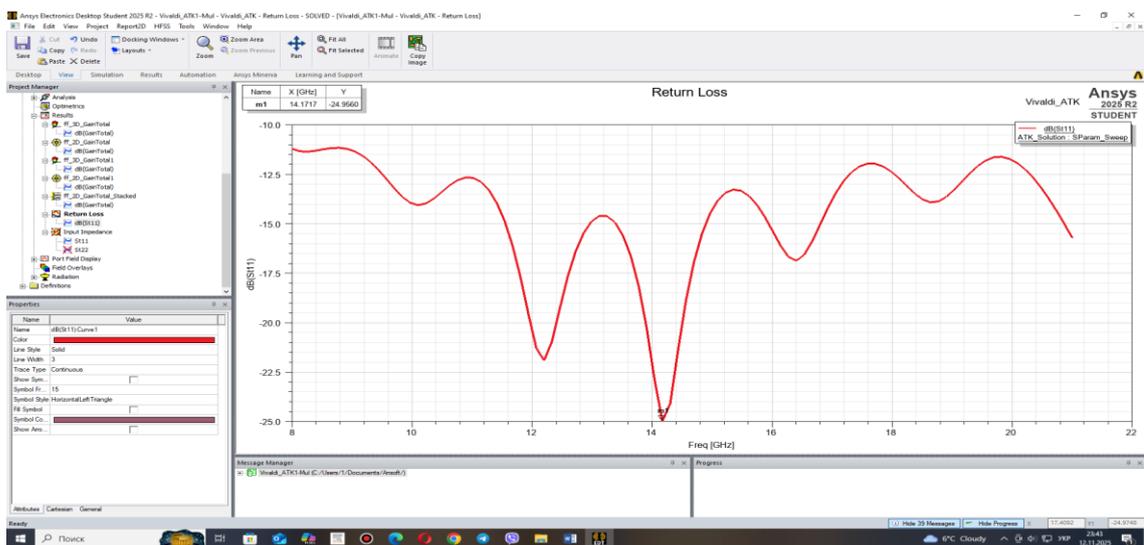


Рисунок 4.16 – Графік частотної характеристики коефіцієнта зворотних втрат  $S_{11}$  синтезованої тришарової антени Вівальді

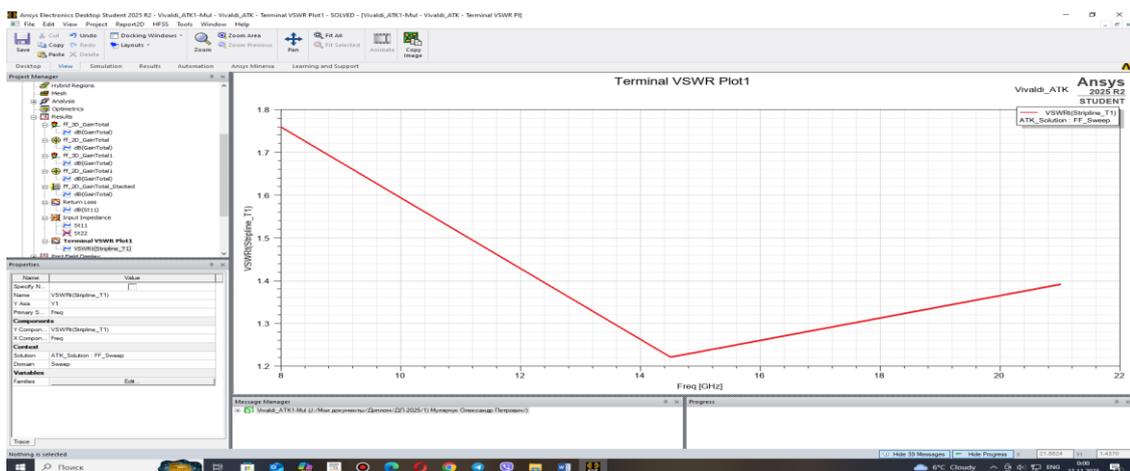


Рисунок 4.17 – Графік частотної характеристики коефіцієнта стоячої хвилі по напрузі синтезованої тришарової антени Вівальді

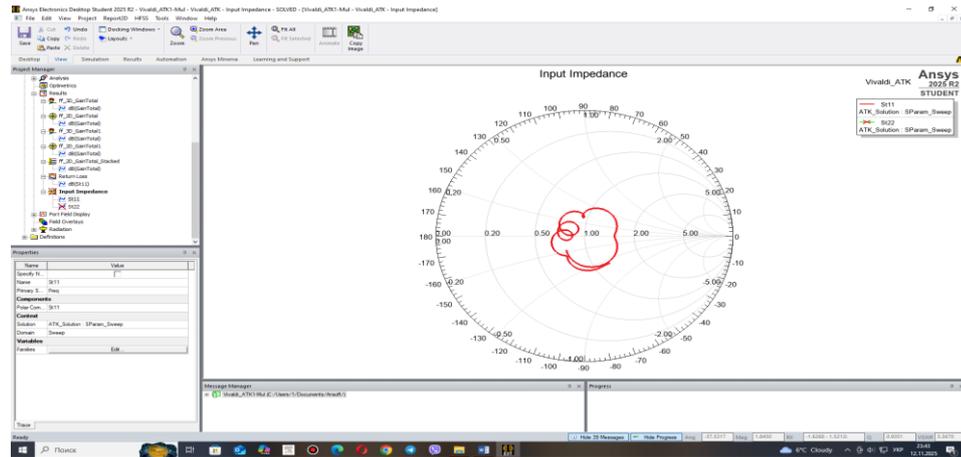


Рисунок 4.18 – Діаграма Смітта синтезованої тришарової антени Вівальді в робочому діапазоні частот 8,0 ГГц – 21,0 ГГц

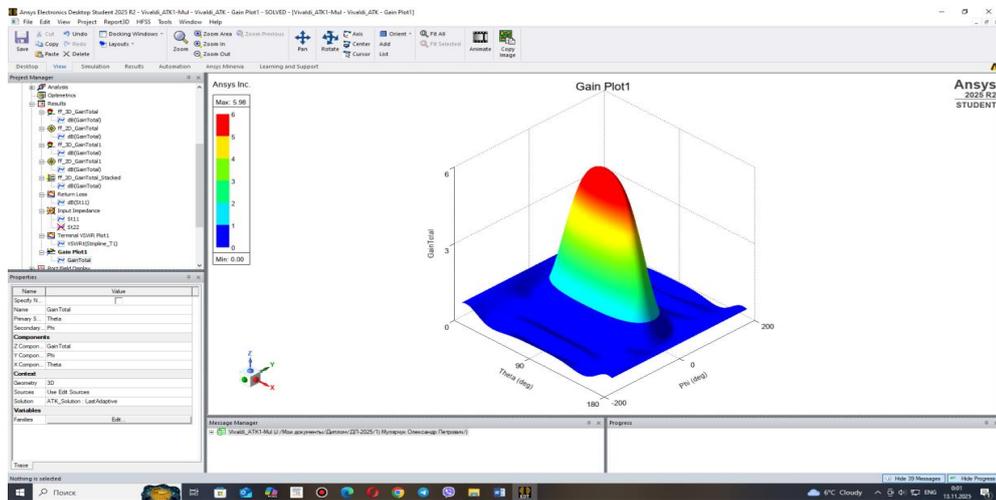


Рисунок 4.19 – Графік зміни коефіцієнта підсилення синтезованої тришарової антени Вівальді залежно від значення просторових кутових координат на верхній частоті робочого діапазону 21,0 ГГц

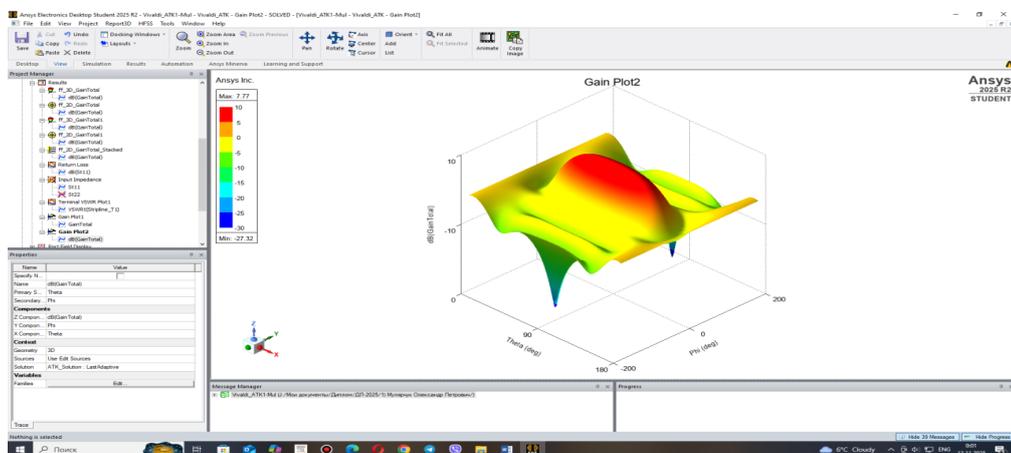


Рисунок 4.20 – Графік зміни коефіцієнта підсилення синтезованої тришарової антени Вівальді залежно від значення просторових кутових координат на нижній частоті робочого діапазону 8,0 ГГц

#### 4.4 Висновки до розділу

У даному розділі було виконано комп'ютерне проєктування та дослідження друкованої багаточарової антени Вівальді в середовищі ANSYS HFSS. У результаті моделювання підтверджено працездатність конструкції в широкосмуговому діапазоні 8,0–21,0 ГГц, що відповідає вимогам до антен цього типу для застосувань у надширокосмугових системах зв'язку та радіолокації.

Отримані характеристики свідчать про ефективність спроектованої антени: зокрема, на верхній межі робочого діапазону досягнуто коефіцієнта підсилення 10,18 дБ, що є достатньо високим показником для друкованої Вівальді-антени та підтверджує правильність вибраної геометрії випромінювача та багаточарової структури. Крива графіку частотної характеристики коефіцієнта зворотних втрат  $S_{11}$  синтезованої тришарової антени Вівальді знаходиться нижче рівня -10 дБ в усьому діапазоні робочих частот 8,0 ГГц – 21,0 Гц, що підтверджує її високоякісне узгодження на хвильовий опір 50 Ом. Загальний вигляд годографа на діаграмі Смітта синтезованої тришарової антени Вівальді в робочому діапазоні частот 8,0 ГГц – 21,0 ГГц підтверджує правильність синтезу та оптимізації конструкції антени.

Проведене моделювання дозволило виявити особливості розподілу електромагнітного поля, поведінку вхідного опору та зміни діаграми спрямованості в усьому робочому діапазоні. Результати підтверджують, що використання HFSS забезпечує високий рівень точності при оптимізації параметрів антени, а розроблена конструкція може бути рекомендована для подальшого практичного впровадження.

## 5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

### 5.1 Технологічний аудит розробленої друкованої багат шарової антени Вівальді для надширококутних систем (далі – розробки)

Як було зазначено раніше, сучасний розвиток радіотехнічних систем, зокрема радарних, визначається тенденцією до підвищення їхньої точності, швидкодії та функціональної гнучкості при одночасному зниженні масогабаритних параметрів і собівартості. Одним із ключових елементів таких систем є антени, від характеристик яких безпосередньо залежить ефективність роботи всього комплексу, зокрема антени Вівальді.

Сьогодні антенні пристрої мають забезпечувати ширококутність, стабільні електричні параметри, компактність, низьку вагу та можливість інтеграції з іншими елементами електронної системи.

Тому метою цієї магістерської кваліфікаційної роботи було визначено розроблення таких антен, які б забезпечували поєднання технічної інноваційності (розробка надширококутної багат шарової антени) та економічної ефективності (зменшення витрат на виготовлення, підвищення технологічності виробництва), а також забезпечення можливості їх комерціалізації).

У зв'язку з цим, розроблення друкованої багат шарової антени Вівальді відповідає сучасним тенденціям розвитку електроніки – переходу до інтегрованих, мініатюрних, енергоефективних і економічно вигідних рішень для високочастотних систем нового покоління.

Для проведення технологічного аудиту нашої розробки та можливості її комерційного використання було запрошено 3-х: експертів: д.т.н., професора Семенова А.О., д.т.н. професора Воловика А.Ю. та д.т.н., професора Михалевського Д.В. Всі запрошені експерти мають значний досвід у галузі радіоелектроніки та інфокомунікаційних технологій, що робить їх компетентними для оцінювання технічних характеристик та комерційного потенціалу цієї розробки.

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
<b>Технічна здійсненність концепції:</b>					
1	Достовірність концепції не підтверджена	Концепція підтверджена експертними висновками	Концепція підтверджена розрахунками	Концепція перевірена на практиці	Перевірено роботоздатність продукту в реальних умовах
<b>Ринкові переваги (недоліки):</b>					
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
<b>Ринкові перспективи</b>					
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
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

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

	0	1	2	3	4
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
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

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

	0	1	2	3	4
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	4	4	4
2	4	3	3
3	3	4	3
4	4	4	4
5	4	4	3
6	4	3	3
7	3	4	3
8	3	4	3
9	4	3	3
10	3	4	4
11	3	3	4
12	4	4	4
Сума балів	СБ <sub>1</sub> = 43	СБ <sub>2</sub> = 44	СБ <sub>3</sub> = 41

Середньоарифметична сума балів, що їх виставили експерти, становить:

Середньоарифметична сума балів $\overline{СБ}$	$\overline{СБ} = \frac{\sum_{i=1}^3 СБ_i}{3} = \frac{43+44+41}{3} = \frac{128}{3} = 42,67$
---	--

Керуючись інформацією, наведеною 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 42,67 балів (із 48-ми балів), то можна зробити висновок, що розроблена нами друкована багат шарова антена Вівальді, має *високий* технічний рівень і високу вірогідність її комерційного використання.

## 5.2 Розрахунок витрат на розробку друкованої багат шарової антени Вівальді для надширококутних систем

Основними витратами є такі: [36]:

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...50000) грн/місяць;  
 $T_p$  – число робочих днів в місяці; прийmemo  $T_p = 25$  днів;

$t$  – число робочих днів роботи фахівців.

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	41000	= 1640	20 годин	$1640/6 \times 20 = 5466,67 \approx 5467$	При 6-ти годинному у робочому дні дня керівника та консультанта з економічної частини
2. Мулярчук-здобувач-магістрант	8000	= 320	76	= 24320	
3. Консультант-спеціаліст по антенах	38000	=1520	3	= 4560	
4. Консультант з економічної частини	18050	= 722	1,5 години	$722/6 \times 1,5 = 180,5 \approx 181$	
Всього				$Z_o = 34528$ (грн.)	

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

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

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

Для нашого випадку отримаємо:

$$Z_d = 0,111 \times 34528 = 3832,61 \approx 3833 \text{ (грн.)}$$

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

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

де  $\beta = 22\%$  – У2025 році ставка єдиного внеску на загальнообов’язкове державне соціальне страхування.

Для нашого випадку отримаємо:

$$\text{НАР}_{\text{ЗП}} = (34528 + 3833) \times 0,22 = 8439,42 \approx 8440 \text{ (грн.)}$$

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

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

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

$\text{Н}_a$  – річна норма амортизаційних відрахувань, %.

Спрощено можна прийняти, що  $\text{Н}_a = (5...25)\%$ ;

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	160000	25,0	3,3 (при 50% використанні)	5500
2. Приміщення кафедри та факультету	110000	2,50	3,3 (при 90% використанні)	680,62 $\approx$ 681
3. Спец. лабораторії	100000	2,50	3,3 (при 20% використанні)	137,5 $\approx$ 138
Всього				A = 6319

5.2.5 Витрати на матеріали  $M$  розраховуються за формулою:

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

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

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

де  $H_i$  – 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 4500 (грн.).

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

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

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

$\Pi$  – установлена потужність обладнання, кВт;  $\Pi = 1,98$  кВт;

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

Прийmemo, що  $\Phi = 222$  годин;

$K_{\Pi}$  – коефіцієнт використання потужності;  $K_{\Pi} < 1 = 0,85$ .

$K_d$  – коефіцієнт корисної дії,  $K_d = 0,70$ .

Тоді витрати на силову електроенергію складуть:

$$B_e = \frac{B \cdot \Pi \cdot \Phi \cdot K_{\Pi}}{K_d} = \frac{6,0 \cdot 1,98 \cdot 222 \cdot 0,85}{0,70} \approx 3202,51 \approx 3203 \text{ (грн.)}$$

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

$$B_{\text{ін}} = (1..3) \times Z_o. \quad (5.8)$$

Для нашого випадку отримаємо:

$$B_{\text{ін}} = 1,9 \times 34528 = 65603,20 \approx 65604 \text{ (грн.)}$$

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

$$B = 34528 + 3833 + 8440 + 6319 + 4500 + 3203 + 65604 = 126427 \text{ (грн.)}$$

5.2.10 Загальні витрати на остаточне завершення нашої розробки та оформлення її результатів розраховуються за формулою:

$$ЗВ = \frac{B}{\beta}, \quad (5.9)$$

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

Оскільки наша робота майже готова, то для нашого випадку доцільно прийняти, що  $\beta \approx 0,89$  [36].

$$\text{Тоді: } ЗВ = \frac{126427}{0,89} = 142052,81 \text{ грн або приблизно 143 тисячі (грн.)}$$

Тобто загальні витрати на остаточне завершення нашої роботи та оформлення її результатів становлять приблизно 143 тисячі (грн.).

### 5.3 Розрахунок економічного ефекту від можливої комерціалізації нашої розробки

Аналіз місткості ринку, в якому можуть бути використані результати нашої або аналогічних розробок, в 2025 році становить приблизно 2000 шт. Оскільки технічні та економічні показники нашої розробки є значно кращими, то вона має 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  $+\Delta 200$  шт.;

3-й рік після впровадження (2028 р.) – приблизно на  $+\Delta 300$  шт.

На ринку орієнтовна ціна одиниці друкованої багатопарової антени Вівальді значно варіюється залежно від технічних параметрів, матеріалів, обсягу виробництва, підтримки (тестування, калібрування тощо) тощо. Ціна, яка найчастіше зустрічається, перебуває в межах (9000...14000) (грн.). Якщо взяти за типову ціну в 10 тисяч (грн/), то ми можемо реалізовувати нашу розробку, яка має значно кращі технічні і експлуатаційні характеристики, дещо дорожче, наприклад, за 12 тисяч (грн/), тобто на 2 тисячі грн дорожче.

Тоді можливе збільшення чистого прибутку  $\Delta\Pi_i$ , що його може отримати потенційний інвестор від комерціалізації нашої розробки становитиме [36]:

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

де  $\Delta C_o$  – збільшення ціни нової розробки, тобто  $\Delta C_o = 12 - 10 = 2$  тисячі (грн.);

$N$  – обсяг діяльності (кількість замовників) у році до впровадження результатів розробки;  $N = 2000$  шт.;

$\Delta N$  – покращення основного кількісного показника від впровадження результатів розробки. Таке покращення по роках (2026, 2027 та 2028 роки) становитиме, відповідно: +100, +200 та +300 шт.;

$C_0$  – нова ціна розробки після впровадження отриманих результатів; для нашого випадку  $C_0 = 12$  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:

$$\Delta\Pi_1 = [2 \cdot 2000 + 12 \cdot 100] \cdot 0,8333 \cdot 0,5 \cdot \left(1 - \frac{18}{100}\right) \approx 1776,59 \approx 1777 \text{ тисяч (грн.)}$$

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

$$\Delta\Pi_2 = [2 \cdot 2000 + 12 \cdot 200] \cdot 0,8333 \cdot 0,5 \cdot \left(1 - \frac{18}{100}\right) \approx 2186,58 \approx 2187 \text{ тисячі (грн.)}$$

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

$$\Delta\Pi_3 = [2 \cdot 2000 + 12 \cdot 300] \cdot 0,8333 \cdot 0,5 \cdot \left(1 - \frac{18}{100}\right) \approx 2596,56 \approx 2597 \text{ тисячі (грн.)}$$

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, приймемо ставку дисконтування  $\tau = 0,144$  (14,4%);

$t$  – 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:

$$\text{ПП} = \frac{1777}{(1+0,144)^2} + \frac{2187}{(1+0,144)^3} + \frac{2597}{(1+0,144)^4} \approx 1358 + 1461 + 1516 = 4335 \text{ тисяч (грн.)}.$$

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

де  $V_{\text{заг}} = 143$  тисячі грн (див. підрозділ 5.1).

Для нашого випадку приймемо, що:

$$PV = (1,0\dots5,0) \times 143 = 5,0 \times 143 = 715 \text{ тисяч (грн.)}.$$

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

$$E_{\text{абс}} = \text{ПП} - PV = 4335 - 715 = 3620 \text{ тисяч (грн.)}.$$

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;  $E_{\text{абс}} = 3620$  тисяч (грн.);

$PV$  – теперішня вартість початкових інвестицій  $PV = 715$  тисяч (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:

$$E_B = \sqrt[4]{1 + \frac{3620}{715}} - 1 = \sqrt[4]{1 + 5,0629} - 1 = \sqrt[4]{6,0629} - 1 = 1,569 - 1 = 0,569 \approx 56,9\%.$$

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  $E_B = 56,9\% > \tau_{\text{мін}} = 45\%$ , то потенційний інвестор у принципі може бути зацікавлений комерціалізації нашої розробки.

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

$$T_{\text{ок}} = \frac{1}{E_B} = \frac{1}{0,569} \approx 1,75 \text{ років} < 3 \text{ років}, \quad (5.14)$$

що також свідчить про потенційну економічну доцільність комерціалізації нашої розробки.

Результати виконаної економічної частини магістерської кваліфікаційної роботи зведено у таблицю:

Показники	Задані у ІЗ	Досягнуті у магістерській роботі	Висновок
1. Витрати на розробку	Не більше 150 тисяч (грн.)	≈ 143 тисяч (грн.)	Досягнуто
2. Абсолютний ефект від впровадження розробки, тисяч (грн.)	В межах 3500 тисяч (грн.) (за три роки)	3620 тисячі (грн.) (при 14,4% інфляції)	Виконано
3. Внутрішня дохідність вкладених інвестицій (коштів), %	не менше 50,0%	56,9%	Виконано
4. Термін окупності інвестицій (коштів), роки	до 3-ти років	1,75 роки	Виконано

Таким чином, основні економічні результати, отримані нами при розробленні друкованої багатопарової антени Вівальді для надширокопосмугових систем, визначені у індивідуальному завданні, повністю виконані.

## ВИСНОВКИ

У магістерській кваліфікаційній роботі було виконано комплексне дослідження, спрямоване на аналіз, теоретичне обґрунтування, проєктування та моделювання друкованої багатопарової антени Вівальді для застосування в надширокосмугових (НШС) радарних системах. У результаті виконаних робіт досягнуто поставленої мети – створено та досліджено ефективну конструкцію НШС-антени, що відповідає вимогам сучасних радіолокаційних застосувань.

У першому розділі було проведено огляд сучасних типів надширокосмугових антен, зокрема планарних та непланарних конструкцій. Особливу увагу приділено порівнянню антенних рішень, серед яких антени Вівальді, антиподальні та збалансовані антиподальні структури, планарні монопольні та щілинні антени, а також рупорні та діелектричні резонаторні антени. Аналіз показав, що антени Вівальді завдяки своїй широкосмуговості, спрямованості та простоті інтеграції є одним із найперспективніших рішень для НШС радарних систем.

Другий та третій розділи були присвячені теоретичним аспектам роботи антен Вівальді. На основі розгляду принципів формування експоненційної апертури, хвилеводних властивостей, механізмів збудження та перетворення поверхневих хвиль визначено ключові фактори, що впливають на електромагнітні параметри антени. Було встановлено, що експоненційний розкрив забезпечує плавне узгодження імпедансів, що є основою широкосмуговості. Також досліджено вплив геометричних параметрів, вибору діелектричного субстрату, симетрії структури та електричних властивостей матеріалів на КСХ, коефіцієнт підсилення та діаграму спрямованості. Теоретичні висновки сформували наукове підґрунтя для подальших етапів проєктування.

У четвертому розділі виконано комп'ютерне моделювання та оптимізацію трипарової друкованої антени Вівальді в програмному комплексі ANSYS HFSS. Отримані результати підтвердили працездатність та відповідність розробленої конструкції заданим вимогам. Антена забезпечує

стабільну роботу в робочому діапазоні 8,0–21,0 ГГц, демонструє високий рівень узгодження (коефіцієнт зворотних втрат  $S_{11}$  нижче  $-10$  дБ) та формує спрямоване випромінювання з коефіцієнтом підсилення до 10,18 дБ на верхній частоті. Аналіз годографа Смітта та розподілу електромагнітних полів підтверджує коректність синтезу та оптимізації конструкції синтезованої тришарової антени Вівальді.

У цілому, у роботі представлено повний цикл розробки багат шарової друкованої антени Вівальді — від огляду існуючих рішень та теоретичного аналізу до проєктування та комп'ютерного моделювання. Отримані результати свідчать про високий потенціал створеної антени для застосування у надширокосмугових радіолокаційних та вимірювальних системах, де необхідні широкий робочий діапазон частот, компактність, висока ефективність та стабільні параметри випромінювання.

Розроблена конструкція може бути рекомендована для подальших експериментальних досліджень, практичного виготовлення та інтеграції у перспективні НШС радарні комплекси.

Також у магістерській кваліфікаційній роботі виконані розрахунки економічної частини результати яких свідчать про потенційну ефективність з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Yan, J.; Hong, H.; Zhao, H.; Li, Y.; Gu, C.; Zhu, X. Through-Wall Multiple Targets Vital Signs Tracking Based on VMD Algorithm. *Sensors* 2016, 16, 1293.
2. Li, J.; Zeng, Z.; Sun, J.; Liu, F. Through-Wall Detection of Human Being's Movement by UWB Radar. *IEEE Geosci. Remote Sens. Lett.* 2012, 9, 1079–1083.
3. Lubecke, V.M.; Boric-Lubecke, O.; Host-Madsen, A.; Fathy, A.E. Through-the-Wall Radar Life Detection and Monitoring. In *Proceedings of the 2007 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium, Honolulu, HI, USA, 3–8 June 2007*; IEEE: Piscataway, NJ, USA, 2007.
4. Nguyen, V.H.; Pyun, J.Y. Location Detection and Tracking of Moving Targets by a 2D IR-UWB Radar System. *Sensors* 2015, 15, 6740–6762.
5. Gennarelli, G.; Vivone, G.; Braca, P.; Soldovieri, F.; Amin, M.G. Multiple Extended Target Tracking for Through-Wall Radars. *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.* 2015, 53, 6482–6494.
6. Win, M.; Dardari, D.; Molisch, A.; Wiesbeck, W.; Zhang, J. History and Applications of UWB [Scanning the Issue]. *Proc. IEEE* 2009, 97, 198–204.
7. Mohammed, M. Review on Antennas of Through-The-Wall Radar Imaging TTWRI Systems. *Int. Res. J. Eng. Technol.* 2019, 6, 7475–7481.
8. Rafique, U.; Pisa, S.; Cicchetti, R.; Testa, O.; Cavagnaro, M. Ultra-Wideband Antennas for Biomedical Imaging Applications: A Survey. *Sensors* 2022, 22, 3230.
9. Hossain, A.; Wagner, S.; Pancrazio, S.; Pham, A.V. An Electrically Smaller Ultra-Wideband Monopole Antenna for Ground Penetrating Radar Application. In *Proceedings of the 2021 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (APS/URSI), Singapore, 4–10 December 2021*; IEEE: Piscataway, NJ, USA, 2021.
10. Bhattacharjee, A.; Bhawal, A.; Karmakar, A.; Saha, A.; Bhattacharya, D. Vivaldi antennas: A historical review and current state of art. *Int. J. Microw. Wirel. Technol.* 2020, 13, 833–850.
11. Мулярчук О.П., Семенов А.О. Друкована багатошарова антена Вівальді для надширококустових радарних систем. *Матеріали X Міжнародної науково-*

технічної конференції «Сучасні проблеми інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем (СПРН-2025)», м. Вінниця, 05 – 07 листопада 2025, с. 1-2. URL: <https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/spirn/spirn2025/paper/view/26182>

12. Abbosh, A.M.; Bialkowski, M.E. Compact directional antenna for ultra wideband microwave imaging system. *Microw. Opt. Technol. Lett.* 2009, 51, 2898–2901.

13. Afifi, A.I.; Abdel-Rahman, A.B.; Allam, A.; El-Hameed, A.A. A compact ultra-wideband monopole antenna for breast cancer detection. In *Proceedings of the 2016 IEEE 59th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*, Abu Dhabi, United Arab Emirates, 16–19 October 2016; IEEE: Piscataway, NJ, USA, 2016.

14. Yoshimura, Y. A Microstripline Slot Antenna (Short Papers). *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 1972, 20, 760–762.

15. Das, B.; Prasad, K. Impedance of a transverse slot in the ground plane of an offset stripline. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 1984, 32, 1245–1248.

16. Tavassolian, N.; Nikolaou, S.; Tentzeris, M.M. Microwave tumor detection using a flexible UWB elliptical slot antenna with a tuning uneven U-shape stub on LCP. In *Proceedings of the 2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Honolulu, HI, USA, 9–15 June 2007; IEEE: Piscataway, NJ, USA, 2007.

17. Islam, M.T.; Samsuzzaman, M.; Rahman, M.N.; Islam, M.T. A compact slotted patch antenna for breast tumor detection. *Microw. Opt. Technol. Lett.* 2018, 60, 1600–1608.

18. Compton, R.; McPhedran, R.; Popovic, Z.; Rebeiz, G.; Tong, P.; Rutledge, D. Bow-tie antennas on a dielectric half-space: Theory and experiment. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 1987, 35, 622–631.

19. Kwag, Y.K.; Hassanein, A.D.; Edwards, D.J. A high-directive bowtie radar antenna with a pyramidal reflector for ultra wideband radar imaging applications. *Microw. Opt. Technol. Lett.* 2008, 51, 387–390.

20. Nayak, R.; Maiti, S.; Patra, S.K. Design and simulation of compact UWB Bow-tie antenna with reduced end-fire reflections for GPR applications. In Proceedings of the 2016 International Conference on Wireless Communications, Signal Processing and Networking (WiSPNET), Chennai, India, 23–25 March 2016; IEEE: Piscataway, NJ, USA, 2016.
21. Milligan, T.A. Horn Antennas. In Modern Antenna Design; Wiley: Hoboken, NJ, USA, 2005.
22. Kishk, A. Dielectric resonator antenna, a candidate for radar applications. In Proceedings of the 2003 IEEE Radar Conference (Cat. No. 03CH37474), Huntsville, AL, USA, 8 May 2003; IEEE: Piscataway, NJ, USA, 2003. NRC-03.
23. Singhwal, S.S.; Kanaujia, B.K.; Singh, A.; Kishor, J. Novel circularly polarized dielectric resonator antenna for microwave image sensing application. *Microw. Opt. Technol. Lett.* 2019, 61, 1821–1827.
24. Molaei, A.; Dagheyan, A.G.; Jueas, J.H.; Martinez-Lorenzo, J. Miniaturized UWB Antipodal Vivaldi Antenna for a mechatronic breast cancer imaging system. In Proceedings of the 2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, Vancouver, CO, Canada, 19–24 July 2015; IEEE: Piscataway, NJ, USA, 2015.
25. Joula, M.; Rafiei, V.; Karamzadeh, S. High gain UWB bow-tie antenna design for ground penetrating radar application. *Microw. Opt. Technol. Lett.* 2018, 60, 2425–2429.
26. Lee, D. Broadband bowtie antenna for short range impulse radar applications. *AIP Adv.* 2023, 13, 065017.
27. Ma, Y.; Liang, F.; Wang, P.; Lv, H.; Yu, X.; Zhang, Y.; Wang, J. An Accurate Method to Distinguish Between Stationary Human and Dog Targets under Through-Wall Condition Using UWB Radar. *Remote Sens.* 2019, 11, 2571.
28. Kılıç, A.; Babaoğlu, İ.; Babalık, A.; Arslan, A. Through-Wall Radar Classification of Human Posture Using Convolutional Neural Networks. *Int. J. Antennas Propag.* 2019, 2019, 1–10.

29. di Clemente, F.S. Ultra-wideband miniaturised high permittivity-matched antennas for biomedical diagnostic. In Proceedings of the 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Gothenburg, Sweden, 8–12 April 2013.

30. Campbell, M.A.; Okoniewski, M.; Fear, E.C. TEM horn antenna for near-field microwave imaging. *Microw. Opt. Technol. Lett.* 2010, 52, 1164–1170.

31. Kaur, G.; Kaur, A. Monostatic radar-based microwave imaging of breast tumor detection using a compact cubical dielectric resonator antenna. *Microw. Opt. Technol. Lett.* 2020, 63, 196–204.

32. Qiu, L.; Jin, T.; Lu, B.; Zhou, Z. An Isophase-Based Life Signal Extraction in Through-the-Wall Radar. *IEEE Geosci. Remote Sens. Lett.* 2017, 14, 193–197.

33. Liu, L.; Liu, T.; Zheng, Y.; Chernogor, L.F.; Jin, Z.j.; Sun, Z. Archimedean spiral antenna based on metamaterial structure with wideband circular polarization. *AEU Int. J. Electron. Commun.* 2022, 152, 154257.

34. Gibson, P. The Vivaldi Aerial. In Proceedings of the 1979 9th European Microwave Conference, Brighton, UK, 17–20 September 1979; IEEE: Piscataway, NJ, USA, 1979.

35. Perdana, M.Y.; Hariyadi, T.; Wahyu, Y. Design of Vivaldi Microstrip Antenna for Ultra-Wideband Radar Applications. *IOP Conf. Ser. Mater. Sci. Eng.* 2017, 180, 012058.

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

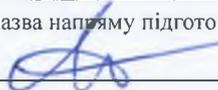
Додаток А  
(обов'язковий)

**ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА**

**ДРУКОВАНА БАГАТОШАРОВА АНТЕНА ВІВАЛЬДІ ДЛЯ  
НАДШИРОКОСМУГОВИХ РАДАРНИХ СИСТЕМ**

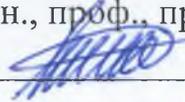
Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ-24м  
спеціальності 172 Електронні комунікації та  
радіотехніка

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

 Мулярчук О.П.

(прізвище та ініціали)

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

 Семенов А.О.

(прізвище та ініціали)

«12» 12 2025 р.

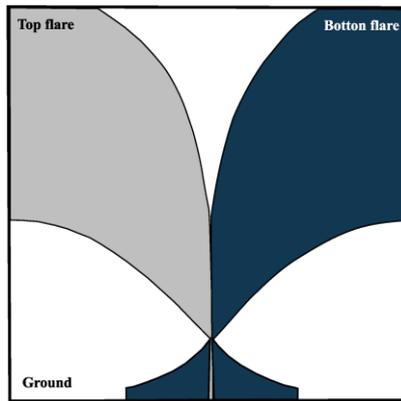


Рисунок 1 - Структура антиподальної антени Вівальді

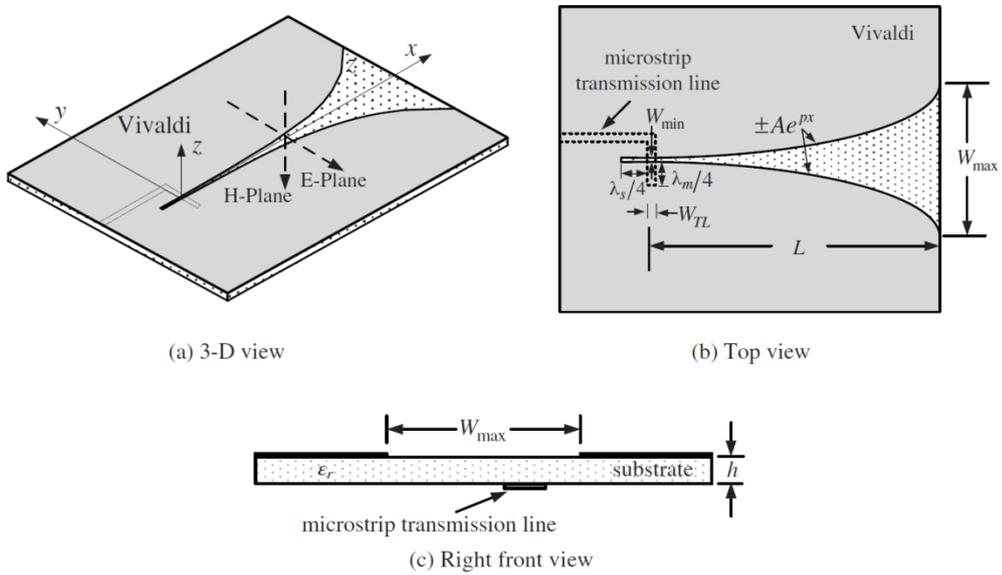


Рисунок 2 - Геометрія антени Вівальді класичної конструкції

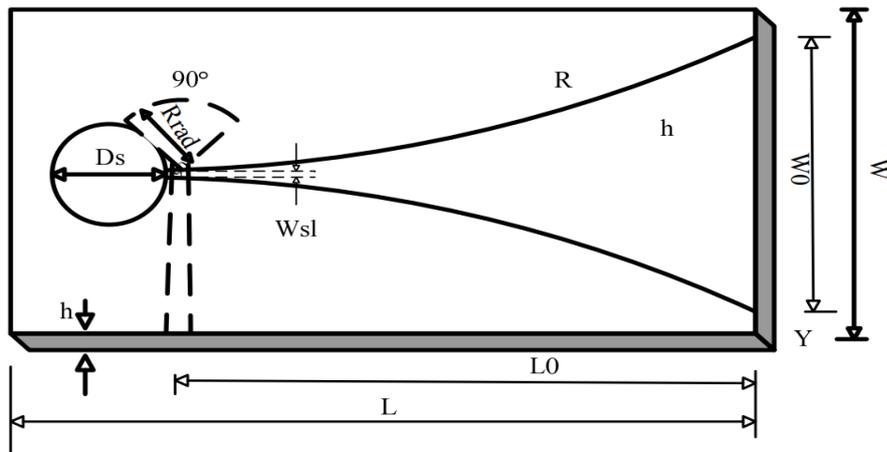


Рисунок 3 – Конфігурація широкопasmової антени Вівальді

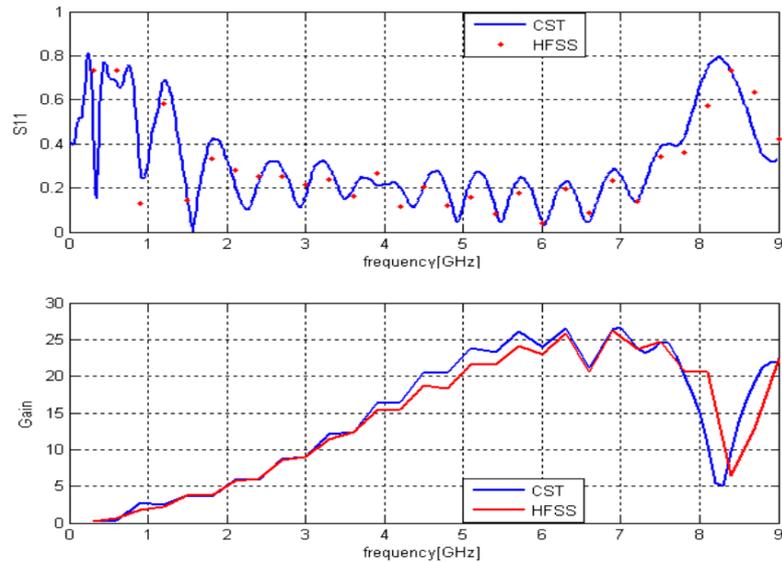


Рисунок 4 - Порівняння результатів моделювання CST та HFSS а)  $S_{11}$  б) Коефіцієнт підсилення (лінійний масштаб – не логарифмічний)

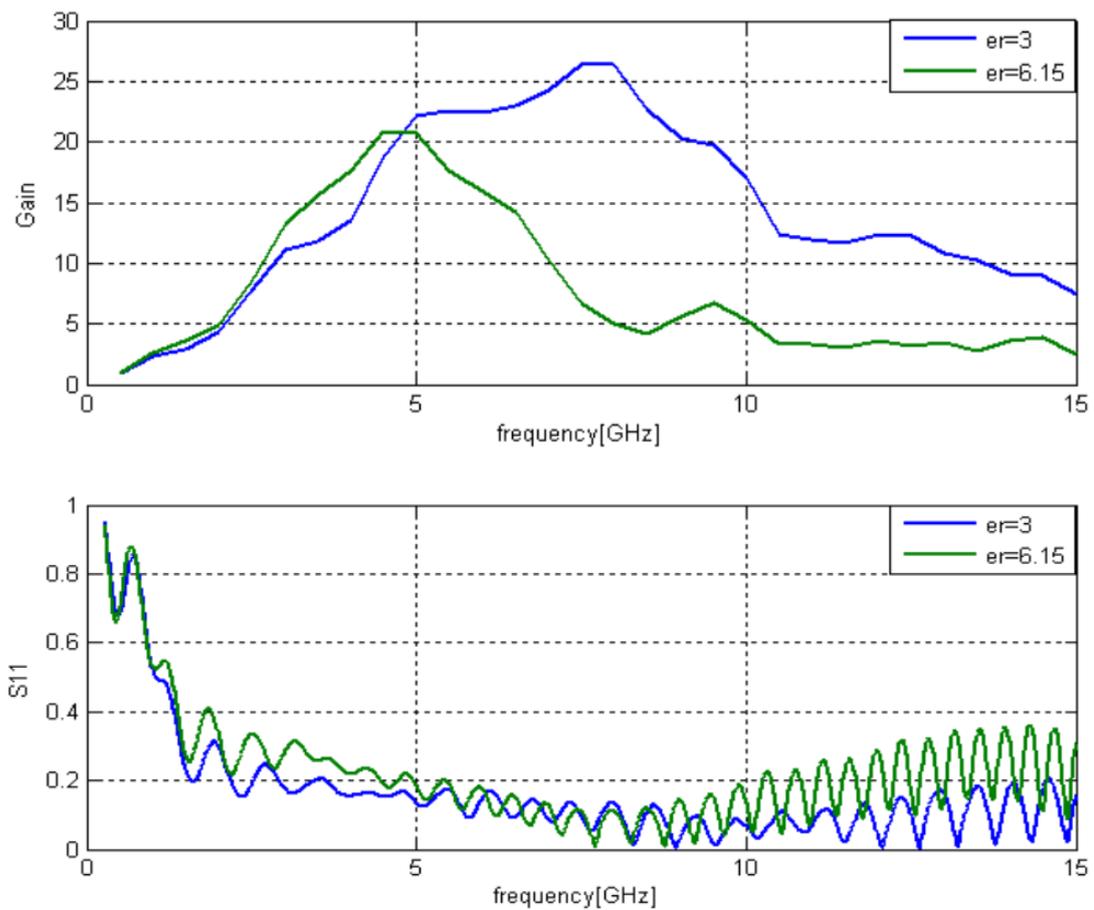


Рисунок 5 – Підкладка з різною діелектричною проникністю: (а) Графік коефіцієнта підсилення (лінійний масштаб – не логарифмічний) (б)  $S_{11}$

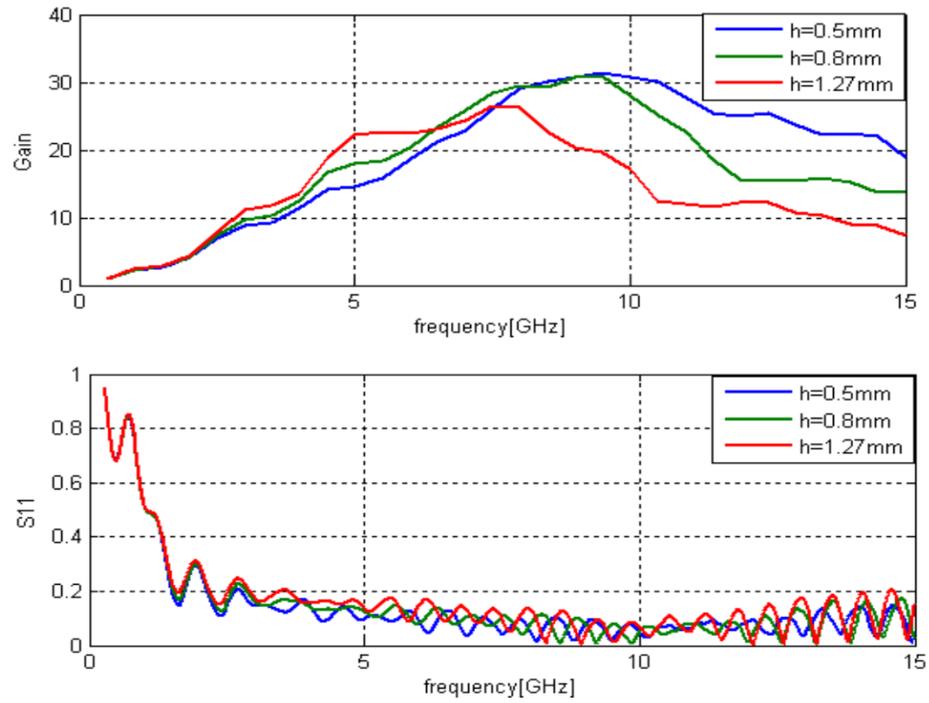


Рисунок 6 – Підкладка з різною висотою: (а) Графік коефіцієнта підсилення (лінійний масштаб – не логарифмічний) (б) Графік  $S_{11}$

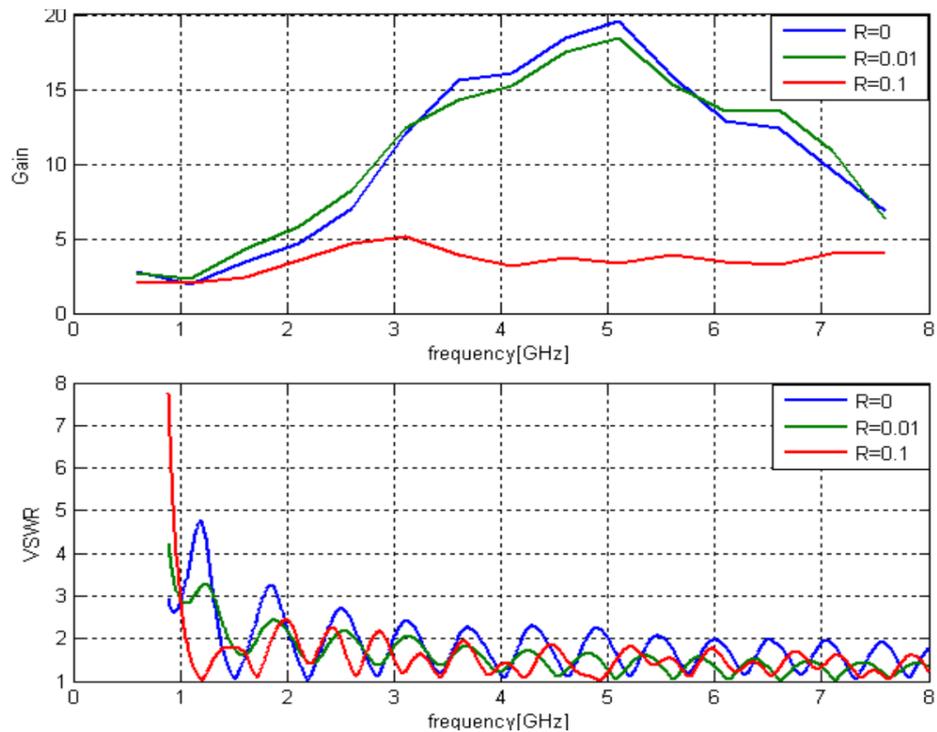


Рисунок 7 – Вплив швидкості відкриття  $R$  на:  
(а) коефіцієнт підсилення (не в дБ) (б) КСХН

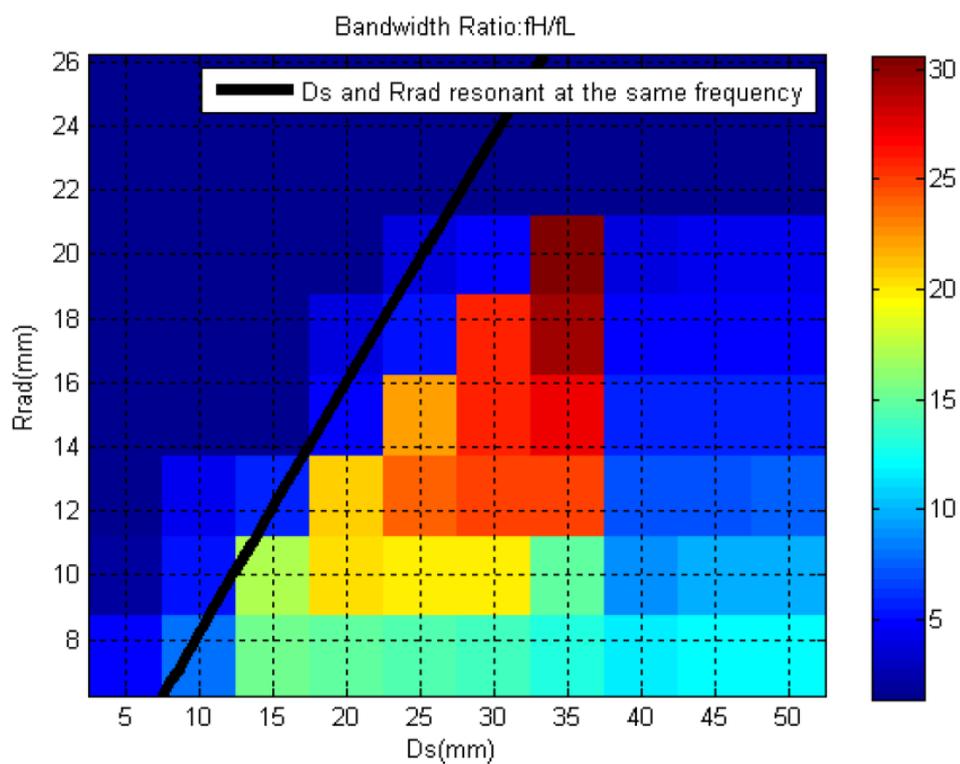


Рисунок 8 - Смуга пропускання часткового імпедансу по відношенню до  $D_s$  і

$R_{rad}$

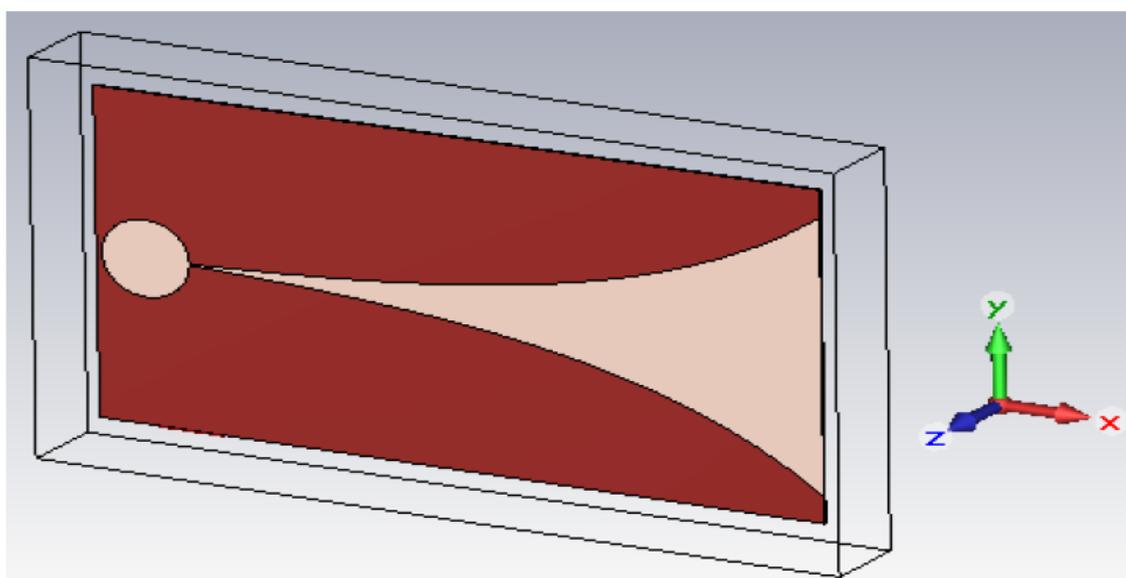
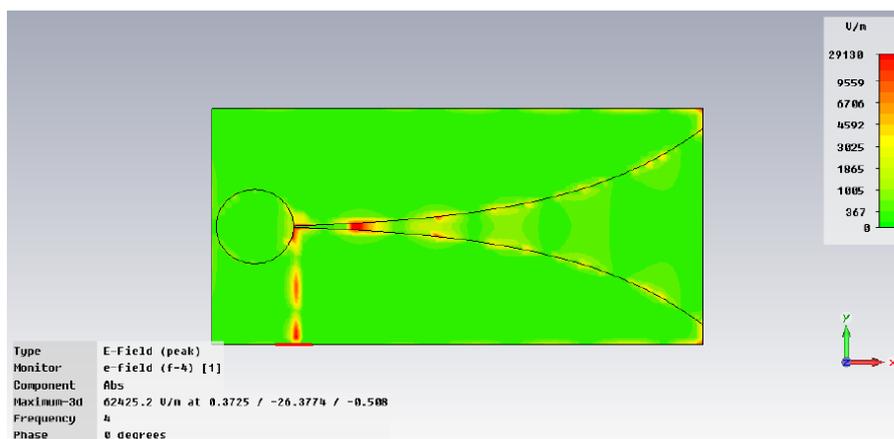
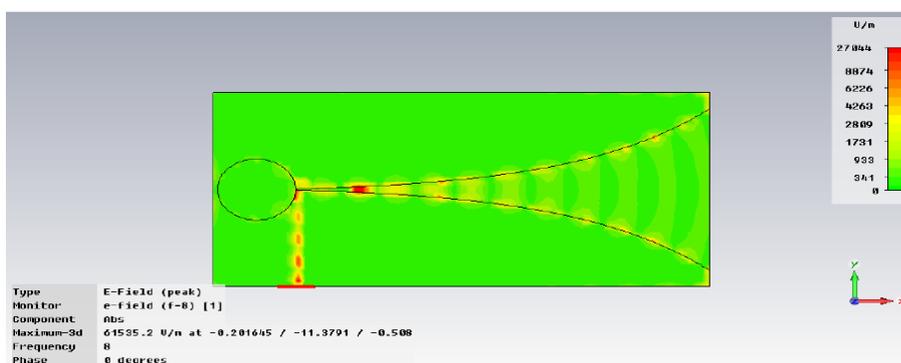


Рисунок 9 – Антена Вівальді класичної конструкції, змодельована CST

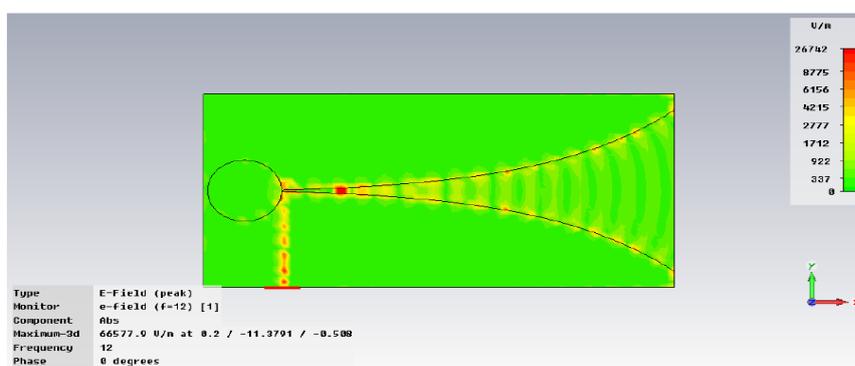


(a)



(б)

Рисунок 10 – Змодельоване Е-поле остаточної конструкції: (а)  $f=4\text{ГГц}$  і (б)  $f=8\text{ГГц}$



(в)

Рисунок 10 – Змодельоване Е-поле остаточної конструкції: (в)  $f=12\text{ГГц}$

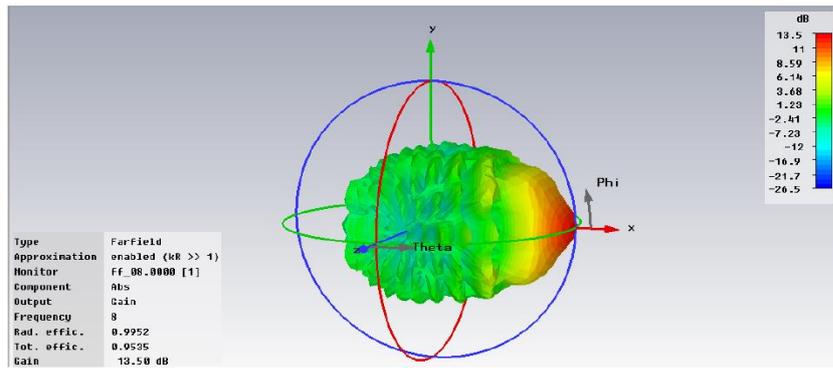


Рисунок 11 - Змодельована діаграма спрямованості ( $f=8$  ГГц) Антени Вівальді класичної конструкції

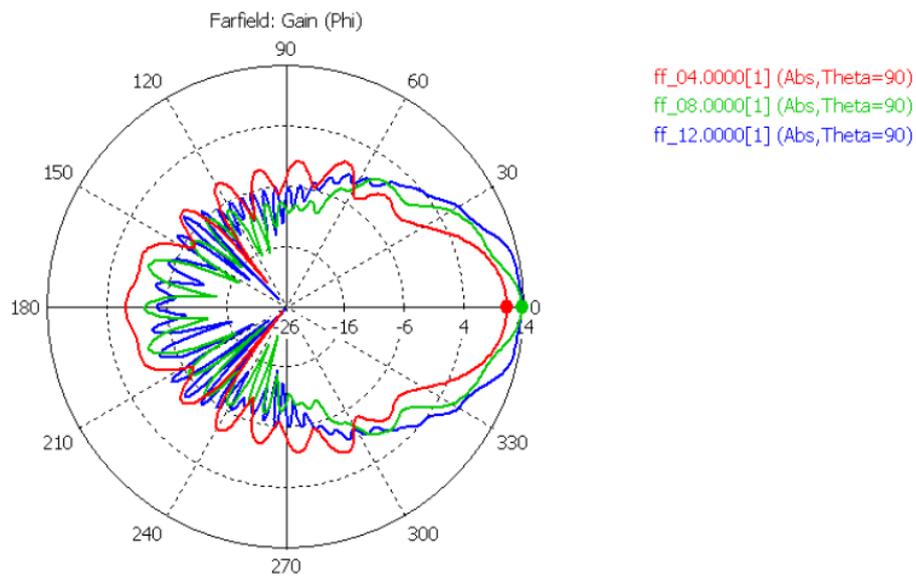


Рисунок 12 - Діаграма спрямованості: площина E на частотах  $f=4,8,12$  ГГц

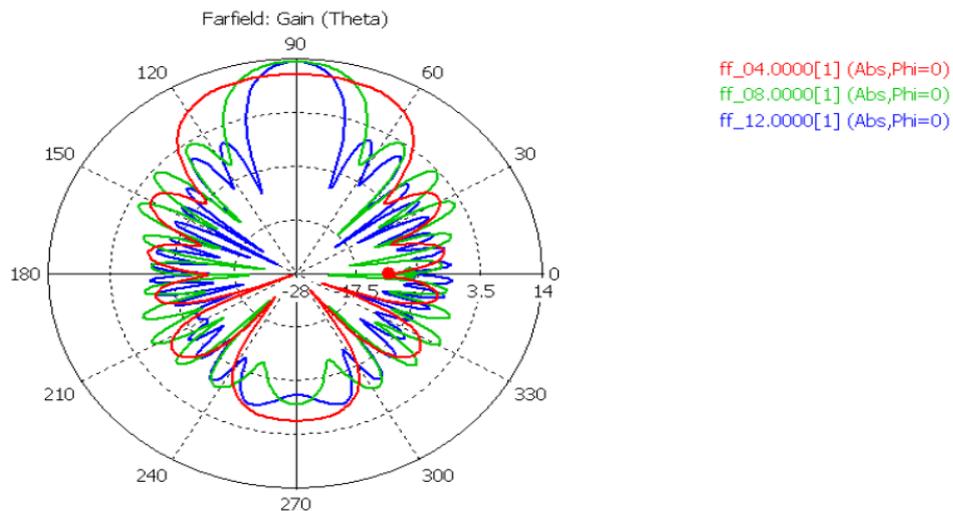


Рисунок 13 - Діаграма спрямованості: площина H на частотах  $f=4,8,12$  ГГц

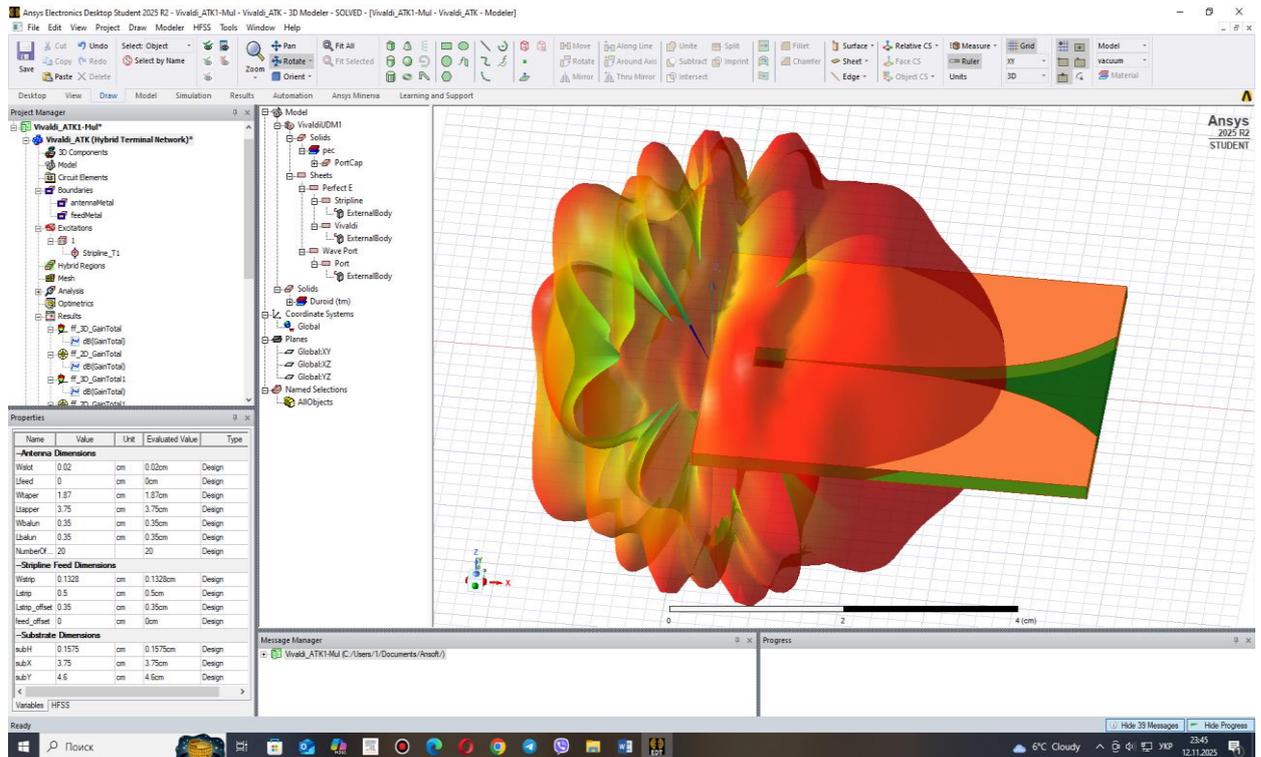


Рисунок 14 – Ілюстрація формування діаграми спрямованості тришарової антени Вівальді у вільному просторі на високій частоті 21.0 ГГц

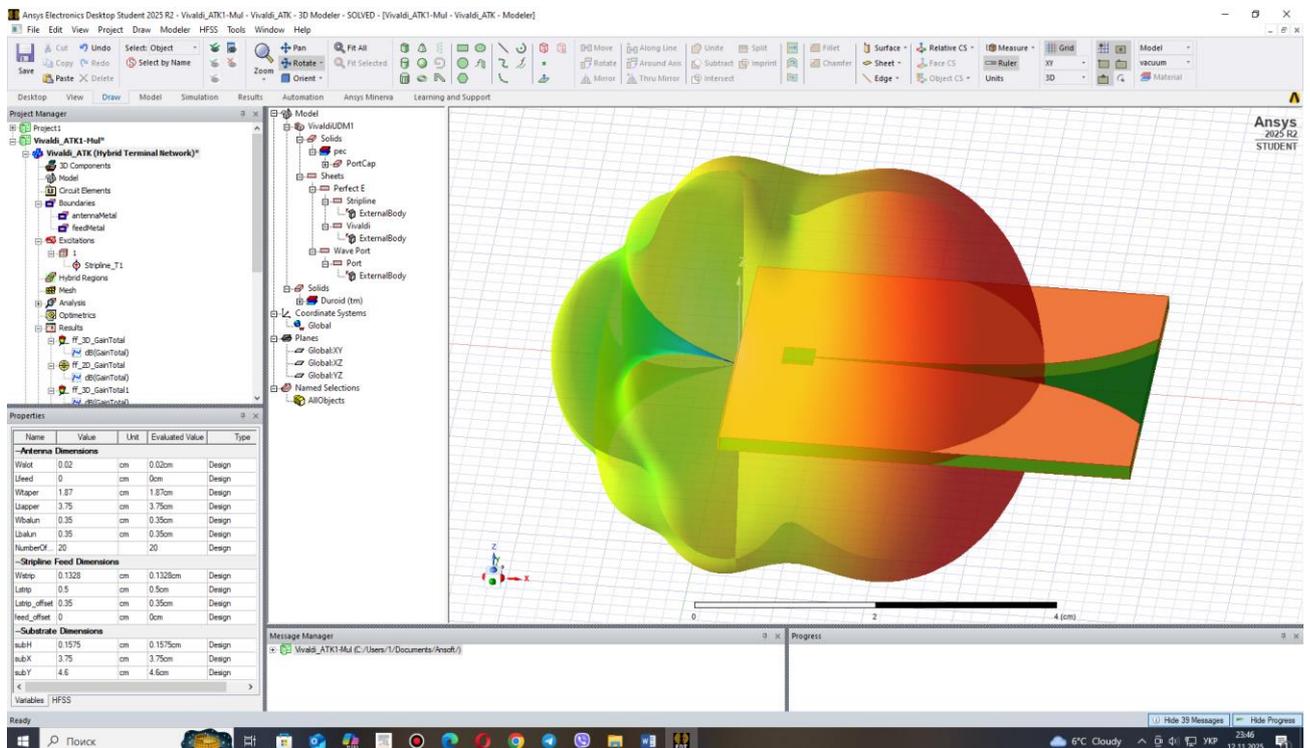


Рисунок 15 – Ілюстрація формування діаграми спрямованості тришарової антени Вівальді у вільному просторі на високій частоті 8,0 ГГц

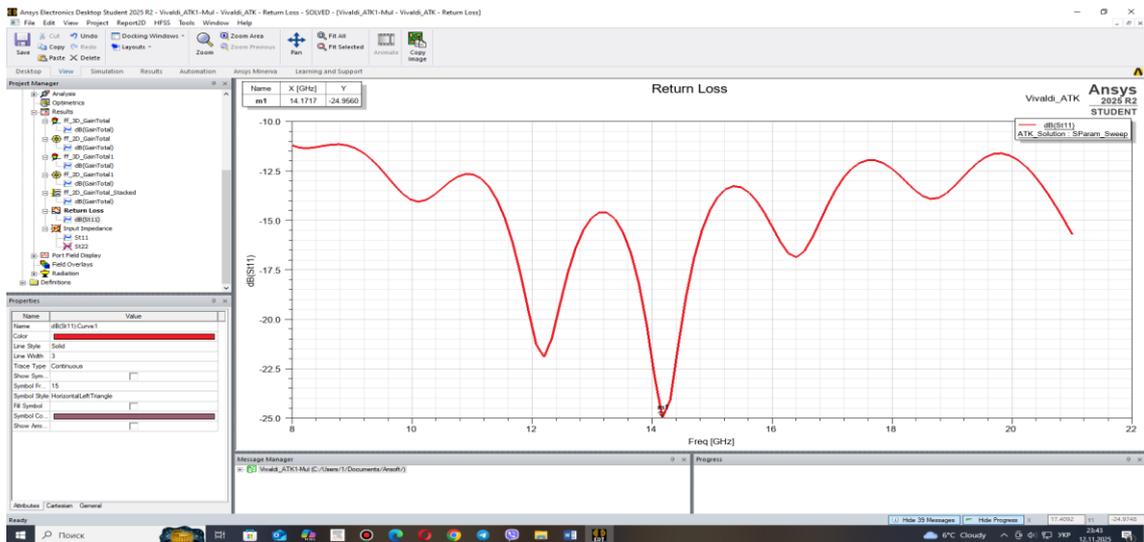


Рисунок 16 – Графік частотної характеристики коефіцієнта зворотних втрат  $S_{11}$  синтезованої тришарової антени Вівальді

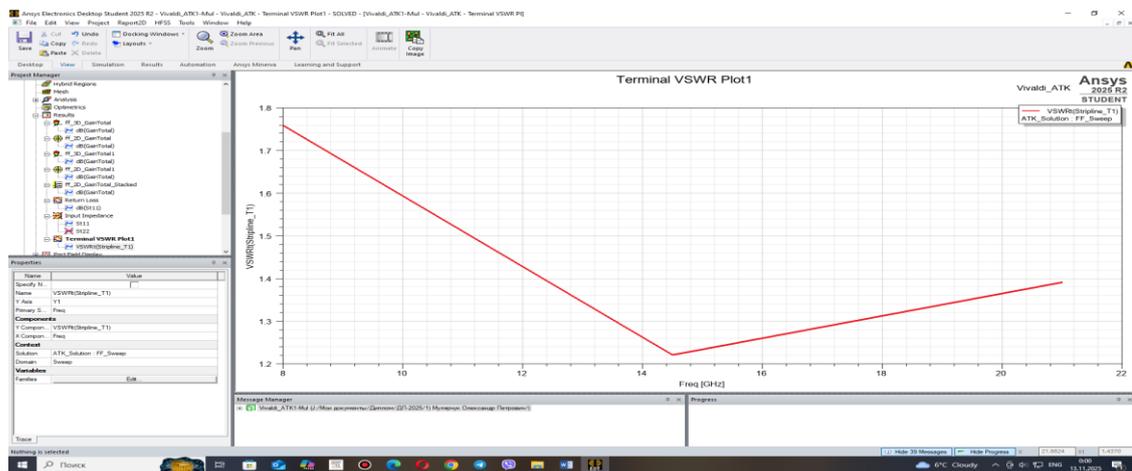


Рисунок 17 – Графік частотної характеристики коефіцієнта стоячої хвилі по напрузі синтезованої тришарової антени Вівальді

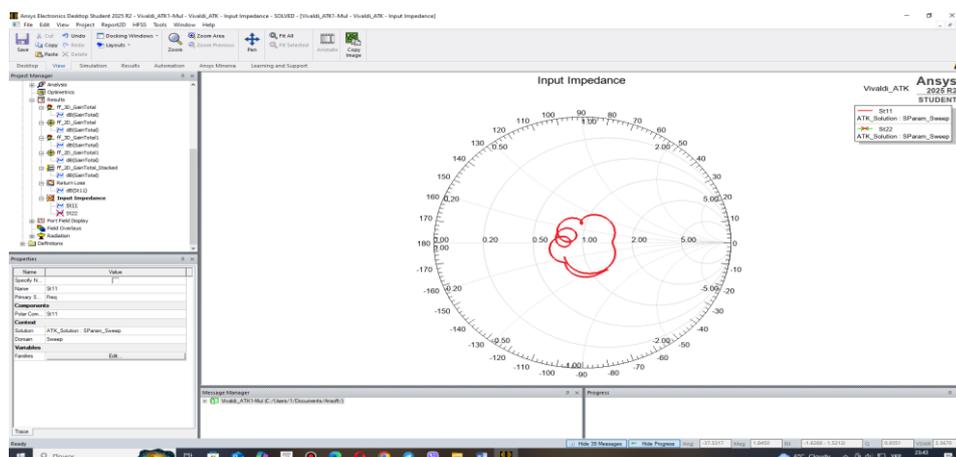


Рисунок 18 – Діаграма Смітта синтезованої тришарової антени Вівальді в робочому діапазоні частот 8,0 ГГц – 21,0 ГГц

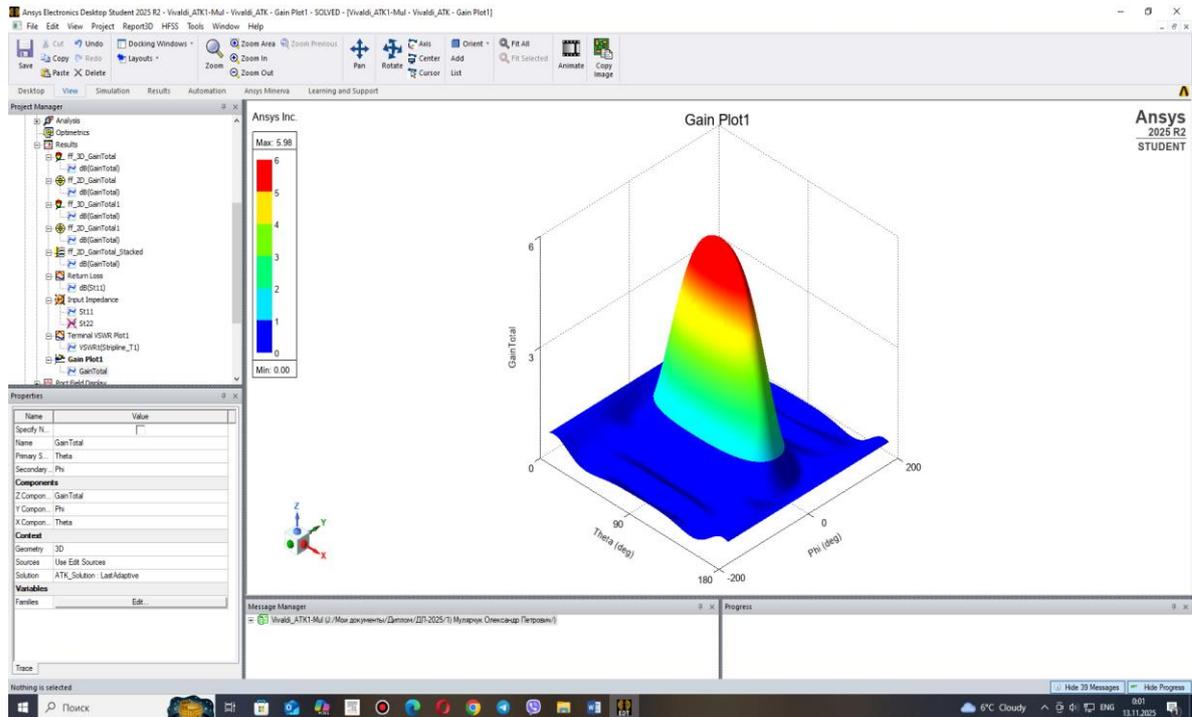


Рисунок 19 – Графік зміни коефіцієнта підсилення синтезованої тришарової антени Вівальді залежно від значення просторових кутових координат на верхній частоті робочого діапазону 21,0 ГГц

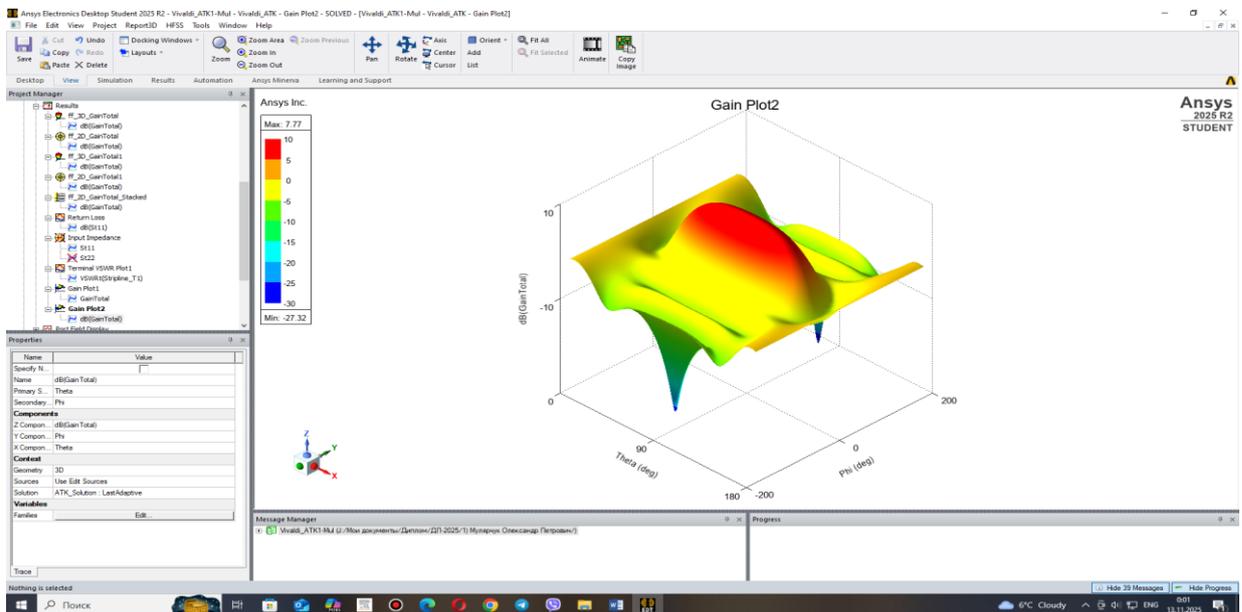


Рисунок 20 – Графік зміни коефіцієнта підсилення синтезованої тришарової антени Вівальді залежно від значення просторових кутових координат на нижній частоті робочого діапазону 8,0 ГГц

Додаток Б  
(обов'язковий)

**ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ**

**ДРУКОВАНА БАГАТОШАРОВА АНТЕНА ВІВАЛЬДІ ДЛЯ  
НАДШИРОКОСМУГОВИХ РАДАРНИХ СИСТЕМ**

## ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

Назва роботи: «Друкована багат шарова антена вівальді для надшироко смугових радарних систем»

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 0,48%

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

Здобувач  Мулярчук О.П.  
(підпис) (прізвище, ініціали)