

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ**

**«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ**

**імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»**

**Радіотехнічний факультет**

**Кафедра теоретичних основ радіотехніки**

До захисту допущено:

Завідувач кафедри

\_\_\_\_\_ Федір ДУБРОВКА

« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2021 р.

## **Дипломний проєкт**

**на здобуття ступеня бакалавра за освітньо-професійною програмою**

**«Радіосистемна інженерія»**

**спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка»**

**на тему: «Друкована низькопрофільна антенна решітка. Low-profil  
printed antenna array for wide band application»**

Виконав (-ла):

студент (-ка) IV курсу, групи РС-71

Фесюк Ірина Володимирівна \_\_\_\_\_

Керівник:

Асистент

Видалко Олег Євгенійович \_\_\_\_\_

Рецензент:

Старший викладач

Омелянєнко Михайло Юрійович \_\_\_\_\_

Засвідчую, що у цьому дипломному проєкті немає запозичень з праць інших авторів без відповідних посилань.

Студент (-ка) \_\_\_\_\_

Київ – 2021 року

**Національний технічний університет України**  
**«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»**  
**Радіотехнічний факультет**  
**Кафедра теоретичних основ радіотехніки**

Рівень вищої освіти – перший (бакалаврський)

Спеціальність – 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Освітньо-професійна програма «Радіосистемна інженерія»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

\_\_\_\_\_ Федір ДУБРОВКА

« \_\_\_ » \_\_\_\_\_ 20\_\_ р.

**ЗАВДАННЯ**  
**на дипломний проект студенту**  
**Фесюк Ірині Володимирівній**

1. Тема проєкту «Друкована низькопрофільна антенна решітка.», керівник проєкту Видалко Олег Євгенійович, асистент, затверджені наказом по університету від «18» травня 2021р. №1205-с
2. Термін подання студентом проєкту 16 червня 2021р.
3. Вихідні дані до проєкту технічне завдання для розробки низькопрофільної антенної решітки
4. Зміст пояснювальної записки: Огляд існуючих аналогів, розробка одиничного широкосмугового випромінювача та його оптимізація, розрахунок характеристик, створення широкосмугової низькопрофільної антенної решітки з розміром 5x5 елемента та її оптимізація, розрахунок та аналіз отриманих характеристик.
5. Перелік графічного матеріалу (із зазначенням обов'язкових креслеників, плакатів, презентацій тощо): Креслення габаритне – 4шт., складальне креслення.
6. Дата видачі завдання 12 травня 2021р

## Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання дипломного проекту	Термін виконання етапів проекту	Примітка
1	Огляд мікросмужкових антен	12.05.21 – 17.05.21	
2	Огляд широкосмугових мікросмужкових антен аналогів	18.05.21 – 21.05.21	
3	Розробка та оптимізація одиничного елемента	22.05.21 – 25.05.21	
4	Розрахунок характеристик одиничного елемента	26.05.21 – 29.05.21	
5	Розробка та оптимізація антенної решітки розміром 5x5 елементи	30.05.21 – 05.06.20	
6	Розрахунок характеристик антенної решітки розміром 5x5 елементи	06.06.21 – 14.06.21	

Студент \_\_\_\_\_

Ірина ФЕСЮК

Керівник \_\_\_\_\_

Олег ВИДАЛКО

## АНОТАЦІЯ

Дипломний проект викладений на 66 сторінках, він містить 3 розділи, 50 ілюстрацій, 2 таблиці, 5 креслення, 9 джерел в переліку посилань.

Об'єктом дослідження є широкопasmові мікросмужкові низькопрофільні антени та антенні решітки.

Предмет роботи – розробка низькопрофільної мікросмужкової антенної решітки розміром 5x5 елементів, що буде відповідати умовам ТЗ.

Метою роботи є розрахунок і оптимізація розробленої конструкції антенної решітки для досягнення високих показників якості її роботи.

В першому розділі представлені конструкції вже існуючих широкопasmових мікросмужкових антен та їх характеристики. У другому розділі було обрано прототип антени для розробки антенної решітки. Проведено розрахунок та оптимізація одного елемента та досліджено його характеристики в робочих частотах. Створену нескінчену математичну модель для одного елемента. Третій розділ містить розробку та оптимізацію антенної решітки 5x5 складеної з одиничних елементів, дослідження її характеристик, а також висновки з отриманих результатів

За результатами роботи зроблено висновки про розробку антенної решітки розміром 5x5 та визначено, що конфігурація антенної решітки потребує подальших досліджень та удосконалень для забезпечення умов ТЗ.

Ключові слова: широкопasmовість, мікросмужкова антенна решітка, низькопрофільність, оптимізація, розробка.

## ANNOTATION

This thesis is set out on 66 pages, it contains 3 sections, 50 illustrations, 2 tables, 9 sources in the list of references.

The object of consideration is broadband microstrip low-profile antennas and antenna arrays.

The subject of the work is the development of a low-profile microstrip antenna array with a size of 5x5 elements, which will meet the conditions of the vehicle.

The purpose of the work is to calculate and optimize the developed antenna array to achieve high quality of its work.

The first section presents the designs of already existing broadband microstrip antennas and their characteristics. In the second section, a prototype antenna was selected for the development of the antenna array. The calculation and optimization of one element and its characteristics in operating frequencies are investigated. Created an infinite mathematical model for a single element.

The third section contains the development and optimization of a 5x5 antenna array composed of single elements, the study of its characteristics and conclusions from the results.

Based on the results of the work, conclusions were made about the development of a 5x5 antenna array and it was determined that the antenna array configuration needs further research and improvement to ensure the conditions of the vehicle.

Keywords: broadband, microstrip antenna array, low profile, optimization, development.

**ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА**  
**до дипломного проекту**

на тему: Друкована низькопрофільна антенна решітка

Київ — 2021 року

## ЗМІСТ

Перелік скорочень.....	2
Вступ.....	3
1.Принципи побудови мікросмужкових антен та огляд існуючих аналогів.....	3
1.1 Конструкція мікросмужкового випромінювача	Error! Bookmark not defined.
1.2 Способи живлення мікросмужкових антен .....	6
1.3 Системи живлення для фазованих антенних решіток.....	11
1.4 Спіральні мікросмужкові антени.....	16
1.5. Мікросмужкова антена Вівальді .....	17
1.6 Антена типу «Метелик» .....	20
1.7 Діелектричні підкладки, що використовуються для виготовлення мікросмужкових антен .....	21
1.8 Метод FTDT .....	24
2 Мікросмужкова низькопрофільна антена.....	25
2.1 Побудова та дослідження мікросмужкової патч-антени .....	25
2.2 Розрахунок коаксіального зонда для живлення антени .....	35
2.3 Розрахунок характеристик оптимізованої мікросмужкової патч-антени .....	38
2.4 Дослідження допусків на виготовлення .....	44
3 Друкована мікросмужкова низькопрофільна антенна решітка 5x5.....	58
3.1 Модель нескінченної решітки.....	58
3.2 Створення антенної решітки.....	60

					<b>РС71. 464657.001 ПЗ</b>			
ЗМ.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	<b>Друкована низькопрофільна антенна решітка</b>	Лім.	Лист	Листів
Розробив	Фесюк І.В.						1	
Перевірів	Видалко О.Є.				<b>РС-71 РТФ</b>			
Н. Контр.	П.І.Б.							
Затвердив	П.І.Б.							

3.3 Розрахунок характеристик антенної решітки .....	61
Висновки .....	65
Перелік джерел посилань .....	66
Додаток А.....	67

					<b>РС71. 464657.001 ПЗ</b>			
<b>ЗМ.</b>	<b>Лист</b>	<b>№ докум.</b>	<b>Підпис</b>	<b>Дата</b>				
Розробив	Фесюк І.В,				Друкована низькопрофільна антенна решітка	<b>Лім.</b>	<b>Лист</b>	<b>Листів</b>
Перевірів	Видалко О.Є.						1	
Н. Контр.	П.І.Б.				<b>РС-71 РТФ</b>			
Затвердив	П.І.Б.							

## ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

DBS — Direct-broadcast satellite

GPS — Global Positioning System

PEC — Perfect electric conductor

ФАР — Фазована антенна решітка

ДС — Діаграма спрямованості

FDTD — The finite-difference time domain method

KB — Коефіцієнт відбиття

					<i>PC71.464657.001 ПЗ</i>	Лист
						2
<i>Зм.</i>	<i>Лис</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>		

## ВСТУП

З моменту винаходу мікросмужкової антени півстоліття назад, попит на її застосування швидко зростає, особливо в останні два десятиліття. Мікросмужкові антени мають багато унікальних і привабливих властивостей. Ці властивості включають низький профіль конструкції, малу вагу, простоту виготовлення і низьку вартість. Результати цих властивостей сприяли використанню мікросмужкових антен не тільки у військовій галузі, але і в комерційних областях. Проте мікросмужкові антени зазвичай мають вузькою смугою. Тому актуальною задачею сьогодення є розробка широкосмугових мікросмужкових антен.

Швидкий розвиток ринків персональних систем зв'язку, мобільного супутникового зв'язку, телебачення прямого мовлення, бездротових локальних мереж та інтелектуальних автомобільних дорожніх систем показують, що попит на мікросмужкові антени і решітки буде зростати і далі. З ростом вимог до персональних і мобільних комунікацій, збільшується попит на більш компактні і низькопрофільні антени.

Мета дипломного проекту дослідити характеристики мікросмужкових антен, розробити друковану низькопрофільну мікросмужкову антенну решітку розміром  $5 \times 5$ , що працює в широкому діапазоні частот.

В проекті був використаний сучасний математичний апарат для комп'ютерних розрахунків характеристик антени та були вирішені наступні задачі:

1. Огляд конструктивних особливостей побудови широкосмугових мікросмужкових антен, аналіз їх характеристик і вибір прототипу антени;

2. Оптимізація параметрів одиночного мікросмужкового випромінювача, розрахунок його характеристик;

					<b>PC71.464657.001 ПЗ</b>	Лист
						3
Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата		

3. Створення математичної моделі нескінченного випромінювача, дослідження та порівняння її характеристик;

4. Створення антенної решітки, розрахунок її характеристик.

## **1. ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ МІКРОСМУЖКОВИХ АНТЕН ТА ОГЛЯД ІСНУЮЧИХ АНАЛОГІВ**

### **1.1. Мікросмужкові випромінювачі**

Вперше концепція мікросмужкової антени була запропонована в 1953 році, однак практично була розроблена в 1970-х роках Ховеллом і Мансоном. Мікросмужкові антени і решітки привернули велику увагу дослідників і інженерів і широко використовуються у військових та комерційних галузях, таких як радіолокаційні системи, навігація, дистанційне зондування, біомедичні системи, літаки, мобільний супутниковий зв'язок, наземний стільниковий зв'язок, система супутників прямого мовлення (DBS), система глобального позиціонування (GPS).

Мікросмужкові антени можуть приймати різні форми, такі як патч, диполь, щілину або структуру біжучої хвилі, розроблені для конкретних застосувань.

У мікросмужкових антен є як переваги, так і недоліки. Добре розуміючи їх, можна легко спроектувати антену з оптимальною ефективністю, мінімальним ризиком і низькою вартістю для конкретного застосування.

Мікросмужкові антени низькопрофільні. Це робить антену легкою і вона займає дуже мало місця в конструкції. Мікросмужкові антени мають малу вагу, зазвичай виготовляються з ідеального електропровідника (РЕС), закріпленого на діелектричній підкладці. Мікросмужкова антена може мати планарну або непланарну поверхню, яка може повністю відповідати поверхні діелектричної підкладки, до якої вона прикріплена.

					<b>РС71.464657.001 ПЗ</b>	Лист
						4
Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата		

Простота масового виробництва з використанням технології друкованих схем робить виготовлення низьковартісним. Такі антени дозволяють працювати на дво-і тричастотних діапазонах.

Однак мікросмужкові антени також мають недоліки, такі як вузька смуга пропускання (зазвичай близько 1–5%), низький коефіцієнт підсилення (5–8 дБ), відносно невеликий рівень вхідної потужності (максимально припустима потужність, що подається на мікросмужкову лінію зазвичай не перевищує 10 Вт).

Основна конфігурація являє собою випромінювальний патч, який зазвичай виготовляється з провідного матеріалу, такого як золото або мідь, і може приймати будь-яку можливу форму. Випромінювальний патч і лінії живлення зазвичай фототравляться на діелектричній підкладці, яка має пластину заземлення, як показано на рис.1.1.1

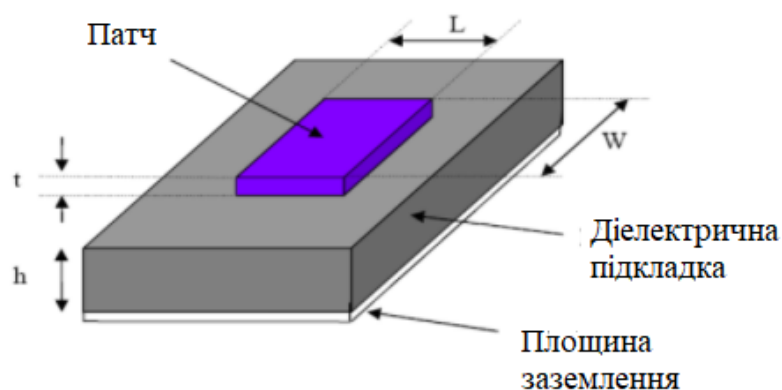


Рисунок 1.1.1 — Структура мікросмужкової патч-антени

Для забезпечення оптимальних параметрів антени важливим фактором є вибір використовуваної підкладки. Існує безліч підкладок, які можуть бути використані для проектування мікросмужкових антен в діапазоні діелектричної проникності  $2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$ . Низька діелектрична проникність  $\epsilon_r$  становить від 2,2 до 3, середня - близько 6,15 і висока - приблизно вище 10,5.

Товста діелектрична підкладка з низькою діелектричною проникністю є бажаною, оскільки вона забезпечує кращу ефективність, велику смугу пропускання і краще випромінювання. Однак така конфігурація призводить до збільшення розмірів антени. Для створення компактної мікросмужкової антени необхідно використовувати підкладку з більш високою діелектричною проникністю, яка менш ефективна і призводить до звуження смуги пропускання. Отже, необхідно знайти компроміс між розмірами антени і її характеристиками.

## 1.2 Способи живлення мікросмужкових випромінювачів

Для живлення мікросмужкових антен існують різні методи. Ці методи можуть бути контактними і безконтактними. У контактному методі потужність підводиться безпосередньо до патча, що випромінює за допомогою з'єднувального елемента, такого як мікросмужкова лінія. При безконтактному методі потужність передається між мікросмужковою лінією і патчем за допомогою електромагнітного зв'язку. Існує безліч методів живлення, але найбільш популярними є чотири методи: мікросмужкова лінія, коаксіальний зонд, апертурний зв'язок і безконтактний зв'язок.

1) Мікросмужкова лінія живлення під'єднується безпосередньо до краю патча, як показано на рис.1.2.1. Лінії живлення має меншу ширину в порівнянні з патчем. Перевага такої схеми полягає в тому, що живлення може бути витравлене на тій же підкладці для створення планарної структури. Мікросмужкову лінію живлення легко виготовити, легко узгодити і досить просто змодельовати. Однак зі збільшенням товщини діелектричної підкладки зростають поверхневі хвилі і побічні випромінювання, які в практичних конструкціях обмежують смугу пропускання (зазвичай 2-5%).

					<b>РС71.464657.001 ПЗ</b>	Лист
						6
Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата		

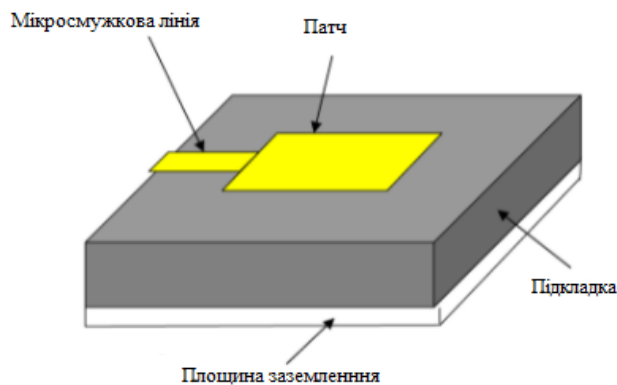


Рисунок 1.2.1 — Живлення мікросмужковою лінією

2) Коаксіальний зонд дуже поширена техніка, яка використовується для живлення мікросмужкових антен. Внутрішній провідник коаксіального роз'єму проходить через діелектрик і приєднується до патча, а зовнішній провідник з'єднується з площиною заземлення, рис.1.2.2. Основна перевага цього типу живлення полягає в тому, що зонд може бути розміщеним в будь-якому місці всередині патча для узгодження з його вхідним імпедансом. Цей метод живлення простий у виготовленні і має низький рівень побічного випромінювання. Однак його основним недоліком є те, що він забезпечує вузьку смугу пропускання і складний для моделювання, особливо для товстих підкладок. Крім того, для більш товстих підкладок збільшення довжини зонда робить вхідний імпеданс більш індуктивним, що призводить до проблем узгодження.

					<b>РС71.464657.001 ПЗ</b>	Лист
						7
Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата		

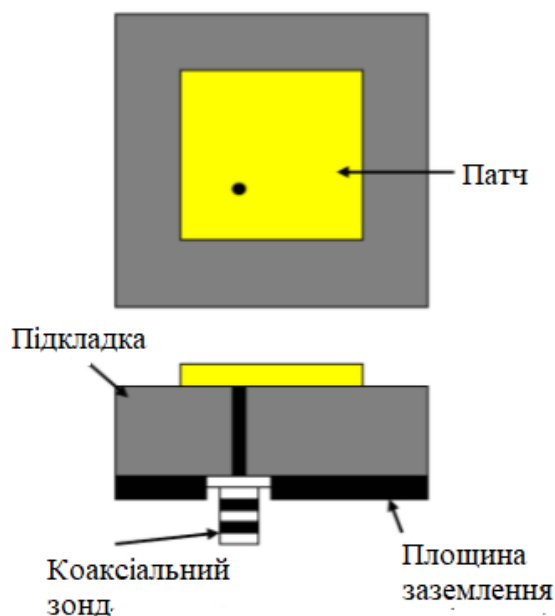


Рисунок 1.2.2 — Живлення коаксіальним зондом

3) Апертурна конструкція живлення складається з двох підкладок, розділених площиною заземлення. На нижньому боці нижньої підкладки розташована мікросмужкова лінія живлення, енергія якої підводиться до патчу через щілину в площині заземлення, що розділяє дві підкладки, рис.1.2.3. Зазвичай для нижньої підкладки використовується матеріал з високою діелектричною проникністю, а для верхньої підкладки - товстий матеріал з низькою діелектричною проникністю. Площина заземлення між підкладками також ізолює механізм подачі від випромінюючого елемента і мінімізує інтерференцію побічного випромінювання для формування діаграми спрямованості і чистоти поляризації. Апаратура щілини може бути як резонансною, так і

Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата

PC71.464657.001 ПЗ

Лист

8

нерезонансною. Резонансна щілина забезпечує ще один резонанс на додаток до резонансу патча, тим самим збільшуючи смугу пропускання внаслідок збільшення зворотного випромінювання. Для оптимізації цієї конструкції можна використовувати електричні параметри підкладки, ширину лінії живлення, розмір і положення щілини. Зазвичай узгодження виконується шляхом вибору ширини лінії живлення і довжини щілини. Оскільки площину заземлення розділяє патч і лінія живлення, побічні випромінювання зводиться до мінімуму. Апертурна схема живлення також забезпечує вузьку смугу пропускання.

### Площина заземлення з апертурою

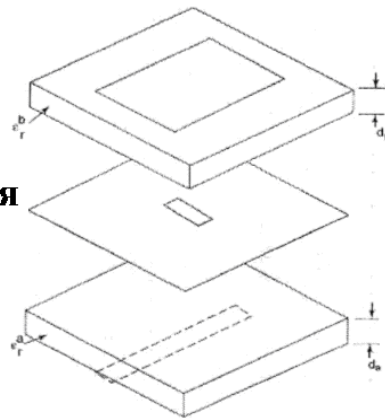


Рисунок 1.2.3 — Живлення за допомогою щілинної апертури

4) Тип живлення за допомогою ємнісного зв'язку, рис.1.2.4. Використовуються дві діелектричні підкладки, так що лінія живлення знаходиться між двома підкладками, а патч - на верхній підкладці. Основна перевага такого типу живлення полягає в тому, що він усуває небажане випромінювання і забезпечує дуже високу смугу пропускання (до 13%), завдяки загальному збільшенні товщини мікросмушкової антени. Також є можливість вибору між двома різними діелектричними середовищами, одним для патча, іншим для лінії живлення, для оптимізації індивідуальних характеристик. Узгодження досягається шляхом зміни довжини лінії живлення і відношенням ширини до лінії патча. Основний недолік полягає в тому, що конструкцію важко

Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата

PC71.464657.001 ПЗ

Лист

9

виготовити через наявність двох діелектричних шарів. Крім того, збільшується загальна товщина антени.

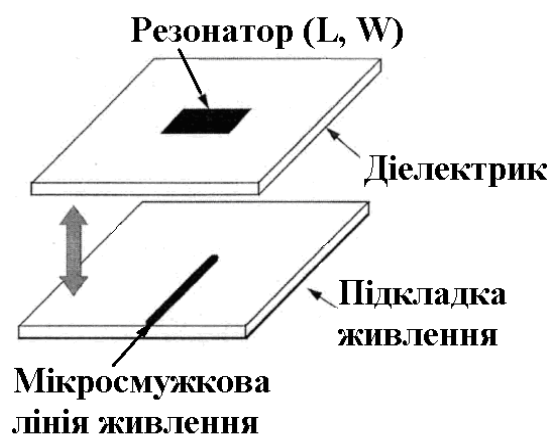


Рисунок 1.2.4 — Живлення за допомогою ємнісного зв'язку мікросмужкової лінії і резонатора

5) Ще одним способом розширення робочої смуги частоти є застосування дворезонаторних смужкових випромінювачів, рис.1.2.5. Конструкція представляє розташування смужок різної довжини одна над одною. Нижня смужка має меншу резонансну частоту, ніж верхня. Такий метод створює зв'язану дворезонансну систему, що має значно ширшу смугу робочих частот, в порівнянні з іншими. Робоча смуга такої антен може досягати 30%.



Рисунок 1.2.5 — Широкопasmовий дворезонаторний смужковий випромінювач із живленням за допомогою щілинної апертури

### 1.3. Системи живлення для фазованих антенних решіток

Для досягнення кращих можливостей дискретні випромінювачі складають разом і утворюють антенні решітки. Існує декілька видів конструкцій антенних решіток. Для створення лінійної решітки, елементи розміщуються вздовж прямої лінії на невеликій відстані один від одного. Планарні решітки складаються з рівномірно розподілених по площині елементів. Використання ФАР дозволяє збільшити коефіцієнт підсилення антен,

Мікросмужкові антенні решітки можуть живитися двома методами: послідовно та паралельно. В конфігурації з послідовним живленням кілька елементів розташовані лінійно і живляться послідовно від однієї лінії передачі. Елементи вздовж лінії можуть бути розташовані різними способами: близьке з'єднання, пряме з'єднання, зондове з'єднання, або апертурне з'єднання. Потім кілька таких лінійних решіток можуть бути з'єднані одна з одною послідовно або паралельно для формування двовимірної планарної решітки.

Елементи в решітці з послідовним живленням можуть розташовуватися наступними типами: повернуті зміщені і незміщені. Типи розташування випромінюючих елементів зображено на рис. 1.3.1.

					<b>РС71.464657.001 ПЗ</b>	Лист
						11
Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата		

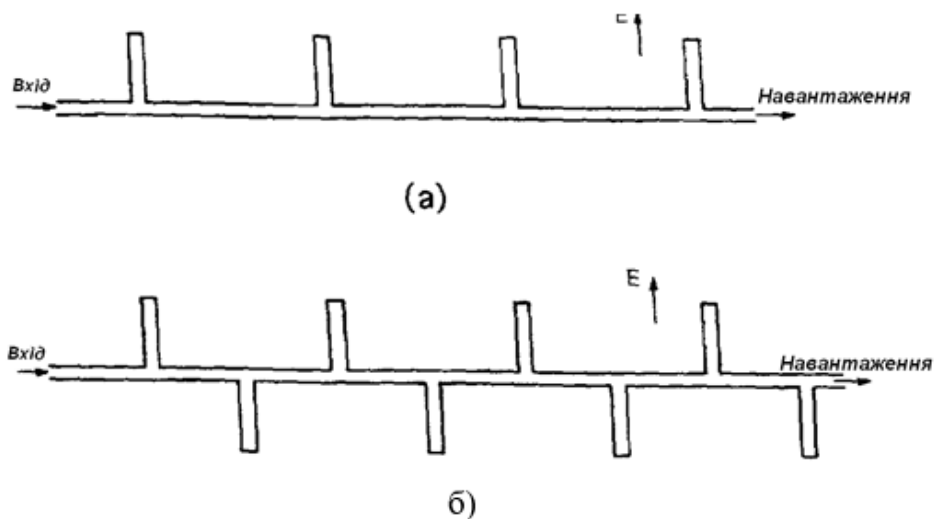


Рисунок 1.3.1 — Одновимірне послідовне живлення антенної решітки а) незміщена конструкція; б) зміщена конструкція

В решітках з незміщеним типом розташування елементів, у напрямку головної пелюстки ДС вздовж нормалі до площини підкладки, відстань між елементами дорівнює  $\lambda g$ , рис. 1.3.2. У решітках зі зміщеним типом завдяки методу з'єднання досягається зсув фаз випромінюючого поля між елементами, який становить  $180^\circ$ . Для нормального напрямку випромінювання відстань між сусідніми елементами має становити  $\lambda g/2$ . Тому решітка зміщеного типу забезпечує більші кути сканування.

Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата

PC71.464657.001 ПЗ

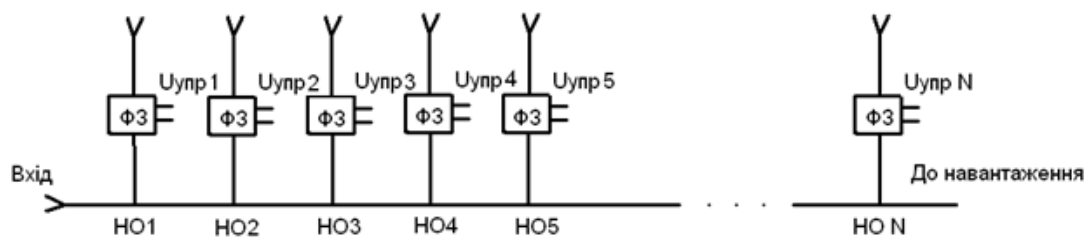


Рисунок 1.3.2 — Загальна конструкція послідовного живлення незміщеного типу

Послідовне живлення також можна розділити на дві інші конфігурації: резонансну і біжучої хвилі. У резонансних решітках імпеданс на стиках ліній передачі і патч-елементів не узгоджений. Елементи розташовані на відстані декількох інтегралів довжини хвилі один від одного, так що багаторазово відбиті хвилі, викликані неузгодженістю, будуть випромінюватися в простір. З цієї ж причини смуга пропускання резонансної решітки дуже вузька, зазвичай менше 1%. Резонансна схема решітки закінчується коротким замиканням або холостим ходом.

Для решіток типу біжуча хвиля імпеданс ліній передачі і патчів зазвичай узгоджені, а відстань між елементами може становити одну довжину хвилі для широкопasmового випромінювання або менше однієї довжини хвилі для позасмугового випромінювання. Решітка біжучої хвилі має більш широку смугу пропускання. В таких решітках після останнього елемента зазвичай залишається невелика кількість енергії. Ця енергія може бути або поглинена узгодженим навантаженням, або відбита назад для повторного випромінювання в фазі для широкопasmового випромінювання. Решітка також може бути спроектована таким чином, що останній елемент випромінює все енергію. Для решіток з послідовним живленням, незалежно від того,

Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата

резонансний це тип або тип біжучої хвилі, живлення може здійснюватися або з кінця, або з центру решітки.

Перевагами схеми з послідовним живленням є компактність, простота виготовлення, відгалужена потужність, що потрапляє на фазозсувач, становить невелику кількість, а втрати та помилки в фазозсувачах не накопичуються. Дана система має певні недоліки, а саме: вона працює в відносно невеликій смузі частот, значення керуючих напруг для фазозсувачів є різними, тому така система вимагає багато різних напрямлених відгалужувачів потужності.

Схема антенної решітки з паралельним живленням показана на рис. 1.3.3. Така схема містить в собі двоканальні дільники потужності. Одним із найпоширеніших типів такого живлення є еквіамплітудне живлення. Особливістю такого живлення є те, що потужність рівномірно розподіляється в кожному з'єднанні, що забезпечує формування відповідного апертурного амплітудно-фазового розподілу. Однак для зменшення значення амплітуди вздовж решітки, співвідношення потужності може бути різним. Щоб забезпечити незалежність головного пелюстка діаграми спрямованості від впливу частоти, необхідно забезпечити однакові відстані до елементів від вхідних портів. Щоб керувати напрямком головного пелюстка відповідні фазозсувачі під'єднують до кінців кожної лінії. Для такої схеми ФАР для кожного фазозсувача потрібні різні напруги керування. Недоліком такого типу живлення є зниження коефіцієнта корисної дії, яке відбувається внаслідок втрат між вхідними портами та випромінюючими елементами, оскільки передавальна лінія між ними є доволі великою.

Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата

РС71.464657.001 ПЗ

Лист

14

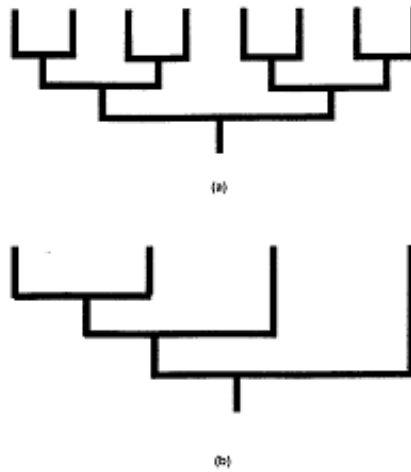


Рисунок 1.3.3 — Основна одновимірна паралельна схема живлення

а) симетрична конфігурація; б) асиметрична конфігурація

Одновимірна паралельна схема живлення може бути реалізована симетрично, або несиметрично. У симетричній реалізації живлення кількість випромінюючих елементів дорівнює  $2^n$ , де  $n$  – цілі числа. У ФАР з симетричною схемою живлення для забезпечення бажаного апертурного розподілу, можна застосовувати ідентичні дільники потужності. Для реалізації схем в проектах найчастіше використовують дільники типу Т-з'єднання, іноді з модифікованою геометрією. Щоб отримати узгоджені опори вздовж лінії, використовують чвертьхвильові трансформатори.

Отримання кращих характеристик досягається розширенням одновимірної схеми паралельного живлення до двовимірної схеми, рис.1.3.4. Головну конструкцію підрешітки розширюють для отримання більших решіток. Симетрія більших решіток досягається побудовою решітки з парною кількістю елементів на сторону. Якщо кількість елементів є непарною, то для забезпечення бажаного апертурного розподілу використовують різні подільники потужності.

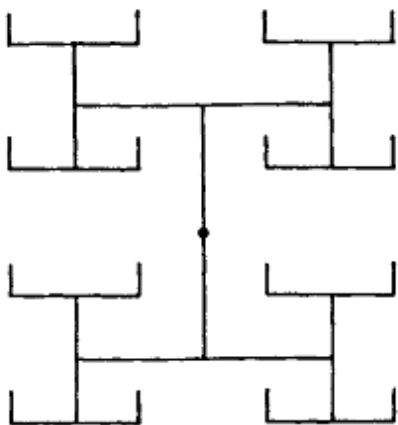


Рисунок 1.3.4 — Двомірна паралельна схема живлення

У схемах з паралельним живленням смуга пропускання може досягати 15% і більше, в залежності від конструкції. Ще однією перевагою паралельного живлення є те, що амплітуда і фаза можуть підбиратися незалежно для кожного елемента, в той час як в решітках з послідовним живленням зміна одного елемента як правило, впливає на всі інші елементи. Втрати на фазозсувачах такої схеми не накопичуються. Проте така реалізація живлення має недоліки. Для решіток з великою кількістю елементів лінія живлення стає довгою, тому відбувається збільшення втрат. Керування для фазозсувачів забезпечується різними напругами. Конструкція має великі габаритні розміри.

#### 1.4 Спіральні мікросмушкові антени

Серед існуючих конструкцій друкованих антен, ті, які забезпечують необхідну робочу широкую смугу пропускання при збереженні достатньої ефективності випромінювання, простої конструкції і низької вартості виготовлення, є: спіральна антена, конічна хвильова щілина (антена Вівальді) та антена в формі метелика. Дані

Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата

PC71.464657.001 ПЗ

Лист

16

антени можуть використовуватися як самостійна конструкція, так і в складі антенної решітки.

Вперше спіральні антени були описані в 1956 році. Спіральні антени складається з одного або декількох провідних проводів, намотаних в формі спіралі. Габарити провідного матеріалу визначає  $\lambda$ , довжина має бути наближеною до  $\lambda$ , а діаметр складає  $\lambda/\pi$ . Поляризація, діаграма спрямованості випромінювання та імпеданс таких антен залишаються незмінними у великій смузі частот. Такі антени за своєю природою мають низький коефіцієнт підсилення. Для збільшення коефіцієнта підсилення можна використовувати решітку з спіральних антен. Працюють такі антени в режимі біжучої хвилі. Спіраль може мати кільцеву (рис. 1.4.1 а) або прямокутну (рис. 1.4.1 б) форму.



Рисунок 1.4.1 — Приклад мікросмушкової спіральної антени

У спіральних антен використовується відкрита лінія передачі з сповільнюючою системою, тобто вони є антенами поверхневих хвиль. Ці антени мають доволі широку смугу робочих частот, коефіцієнт перекриття приймає значення від 1.5 до 10, або навіть більше.

Якщо відстань між витками є конструктивно однаковою, то антена являється частотозалежною. Тому при збільшенні частоти збільшується ширина головного пелюстка діаграми спрямованості.

Спіральні антени діляться на різні типи: спіраль Архімеда, логарифмічна спіраль, квадратна спіраль, зірчаста спіраль і інші. Архімедова спіраль є найбільш популярною конфігурацією.

Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата

PC71.464657.001 ПЗ

Лист

17

Теорія кілець пояснює принцип роботи спіральної антени. Теорія говорить, що спіральна антена випромінює з активної області, де коло спіралі дорівнює довжині хвилі [1].

Антена зазвичай має два провідних спіральних відгалуження, що йдуть від центру назовні. Напрямок закручування спіралі визначає напрямок поляризації антени. Також можуть бути включені додаткові спіралі, що утворюють багатоспіральну структуру.

Спіраль може бути надрукована або витравлена на спеціально обраній діелектричній підкладці, діелектрична проникність якої може бути використана для зміни частоти для даного розміру. Діелектричні підкладки, такі як Rogers RT Duroid, допомагають зменшити фізичний розмір антени. Тонкі підкладки з більш високою проникністю можуть забезпечити той же результат, що і товсті підкладки з більш низькою проникністю. Єдиною проблемою таких матеріалів є їх низька доступність і висока вартість .[2]

### 1.5. Мікросмужкова антена Вівальді

Антена Вівальді була розроблена Гібсоном в 1979 році і була широко використана завдяки своїй широкій смузі пропускання.

Антена складається з діелектричної підкладки, одну сторону якої залишають пустою, а на іншу наносять шар металізації, що за формою є розкритим рупором. Для металізації застосовують метод фотолітографії. Так утворюються три функціональні зони антени зображених на рис. 1.5.1.

Перша зона, це зона розкриття, яка працює як випромінювач. Наступною йде зона перетворювача. В ній виконується перехід від незбалансованої коаксіальної, смужкової або мікросмужкової лінії в збалансовану щілинну лінію, яка підключена до розкриття. Третьою зоною є зона резонатору. Ця зона слугує для узгодження електричних характеристик між випромінювачем і лінією живлення.

					<b>PC71.464657.001 ПЗ</b>	Лист
Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата		18

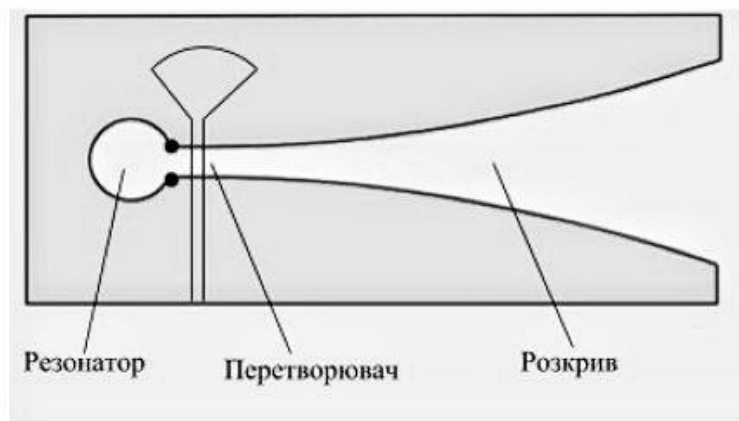


Рисунок 1.5.1 — Антена Вівальді

Антенa такого типу може бути виготовлена з тонких мідних листів або з простого двошарового матеріалу для друкованої плати. На характеристики антени будуть впливати такі властивості матеріалу, як товщина і діелектрична проникність. Поляризація одиничного випромінювача - лінійна. Лінії електричного поля паралельні матеріалу друкованої плати. Для роботи на ортогональній поляризації можуть додаватися друковані плати з групами антен, розташованими перпендикулярно. Напрямок максимуму випромінювання антени відповідає напрямку, в якому відбувається розширення конічної щілини. Завдяки широкій смузі частот, такі антени підходять для надширокопasmових завдань.

Ще однією особливістю даного типу антен є наявність симетруючого пристрою інтегрованого в антену, що значно полегшує процес її підключення до коаксіального кабелю або мікросмужкової лінії.

Антенa Вівальді може мати розкрит різної форми, рис.1.5.2. Проте найкраща характеристика має антенa з експонентним розкритвом.

Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата

PC71.464657.001 ПЗ

Лист

19

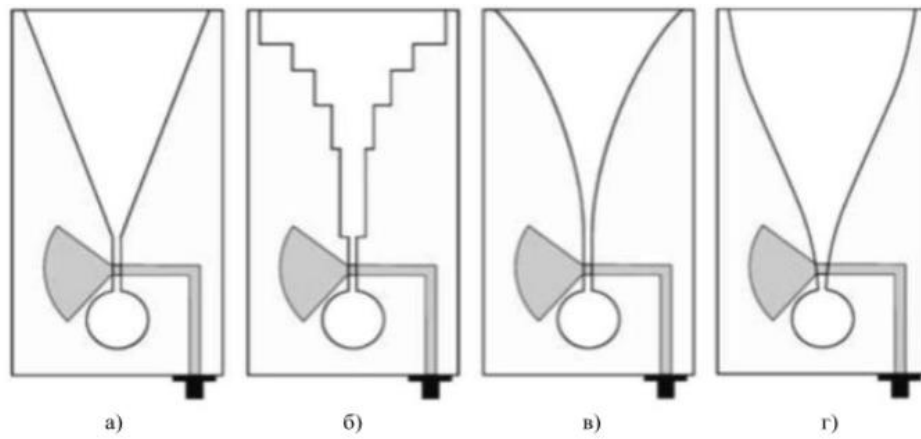


Рисунок 1.5.2 — Форми щілинних розкриттів випромінювача Вівальді: а – лінійна; б – ступінчаста; в – експоненсійна; г – клопфестенна

Антени Вівальді бувають трьох типів. Компланарна антена, в якій обидва випромінюючих елемента розташовуються на одній стороні плати. Антена антиподного типу, в якій один шар надрукований зверху, а інший, звужуючись в протилежному напрямку, надрукований на основі підкладки. Така антена легко підключається до коаксіальної лінії живлення. Збалансована антена антиподного типу складається з трьох мідних шарів. Поверх звичайної структури антиподного типу додається діелектричний шар, зверху якого друкується додаткова металева пластина, така ж як і в нижній частині антени.

В антені Вівальді є певні конструктивні закономірності. Її ширина визначає нижню частоту, як у диполя. Довжина визначає підсилення в середині і на верхньому краю смуги, як у логоперіодичній антені або рупорі. Форма розімкнутої щілини визначає смугу, теж як у логоперіодичній антені. Форма може бути різною, але вважається, що найбільш широку смугу дає експоненціально збільшена ширини щілини.

Розміри і форми отвори праворуч від точки живлення впливають на реактивність (тобто на узгодження) в нижній частині смуги.

Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата

Ширина робочої смуги мікросмушкової антени Вівальді становить від 0.5 до 10-17 ГГц, коефіцієнт підсилення становить значення від 4 до 10 дБі. Напрямок діаграми спрямованості такої антени ідентичний напрямку розширення щілини[3].

### 1.6. Мікросмушкова антена типу “метелик”

Мікросмушкові антени "метелик" стали привабливими для використання в сучасних системах зв'язку завдяки своїм розмірам, які менше, ніж у звичайних прямокутних патчів, хоча вони мають схожі характеристики і працюють на одній частоті. Принципова форма мікросмушкової антени типу "метелик" показана на рис.1.6.1.

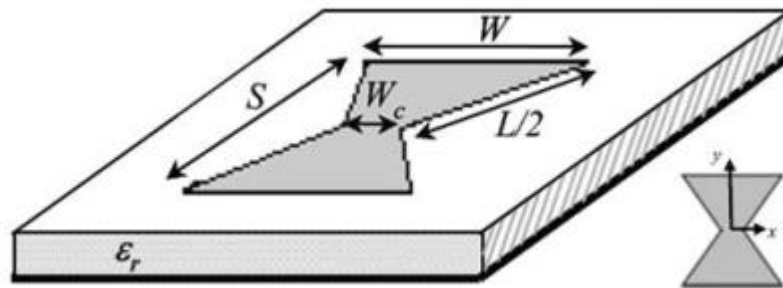


Рисунок 1.6.1 — Антена типу “метелик”

Друкований елемент "метелик" утворений, по суті, з прямокутного патча шляхом модифікації, і рівняння для приблизного розрахунку резонансної частоти за значеннями геометричних і матеріальних параметрів такі [4]:

$$f_r = 1.152 \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}L} \frac{L(W + 2\Delta L) + (W_c + 2\Delta L)}{(W + 2\Delta L)(S + 2\Delta L)} \quad (1.1)$$

$$\Delta L = \frac{0.412h(\epsilon_{eff} + 0.3)\left(\frac{W + W_c}{2h} + 0.262\right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258)\left(\frac{W + W_c}{2h} + 0.813\right)} \quad (1.2)$$

Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата

$$\varepsilon_{eff} = \left(\frac{\varepsilon_r + 1}{2}\right) + \left(\frac{\varepsilon_r - 1}{2}\right) \left(\frac{24h}{W + W_c} + 1\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (1.3)$$

Змінюючи розміри  $W_c$  і  $L$  і зберігаючи розмір  $W$  постійним, можна змінювати основну частоту. Наведені вище рівняння є гарною відправною точкою для проектування антени. Однак для найкращого узгодження імпедансу координати точки живлення повинні бути знайдені шляхом ітераційного моделювання.

Листові антени "метелик" мають всеспрямовану діаграму спрямованості випромінювання і, як наслідок, менший коефіцієнт посилення антени. Використання заземлюючих площин в мікросмужкових антенах такого типу змінює всеспрямовану діаграму спрямованості антени на спрямовану.

Антена "метелик", відома своєю простою конструкцією і широкосмуговим імпедансом.

### **1.7 Діелектричні підкладки, що використовуються для виготовлення мікросмужкових антен**

Матеріали підкладки відіграють істотну роль в проектуванні, виробництві та характеристиках готової мікросмужкової антени. Вибір найбільш підходящої підкладки для мікросмужкової антени повинен бути зроблений на ранній стадії розробки системи. Характеристики підкладки повинні бути сумісні з цілями проектування, технологією виробництва конструкції, і умовами навколишнього середовища, яким система буде піддаватися протягом терміну служби. Важливо мати спроможність контролювати важливі властивості матеріалу. Призначення матеріалу підкладки мікросмужкових антенах полягає, перш за все, в забезпеченні механічної підтримки випромінюючих елементів патча і підтримці необхідної відстані між патчем і його площиною заземлення.

					<b>РС71.464657.001 ПЗ</b>	<i>Лист</i>
<i>Зм.</i>	<i>Лис</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>		22

Хоча можна обговорювати багато властивостей матеріалів для діелектричних підкладок, трьома найважливішими є: комплексна діелектрична проникність, абсорбція води і міцність приєднання металічної фольги (провідника).

Комплексна діелектрична проникність має дві складові, це відносна проникність (діелектрична проникність) та діелектричні втрати (тангенс кута втрат). Обидва складові є критичними для коефіцієнта корисної дії мікросмужкових антен. Жодна з них не може розглядатися як фіксована характеристика. Швидше, вони є функціями декількох факторів в складі підкладки, обробці та застосуванні антени.

У більшості застосувань низька відносна проникність бажана для розробника з точки зору ефективності випромінювання. Пінні матеріали можуть мати дуже низьку відносну проникність (значення близько одиниці), але це повинно бути налаштовання з технологічністю і стійкістю до робочих навантажень. У випадку, коли випромінюючі елементи будуть живитися від мікросмужкової лінії передачі на одній підкладці, то для отримання хороших характеристик бажано збільшити значення діелектричної проникності. При більш високій діелектричній проникності матеріалу підкладки розмір патча також може бути зменшений через ефект навантаження. Звичайно, при зменшенні об'єму антени більш висока діелектрична проникність також зменшує смугу пропускання.

Існує безліч матеріалів підкладок. Відносна діелектрична проникність цих матеріалів може становити від 1 до 10.В цілому, матеріали підкладок можна розділити на три категорії відповідно до їх діелектричної проникності:

1. З відносною діелектричною проникністю в діапазоні 1,0-2,0. Таким матеріалом може бути повітря, пінополістирол.

2. З відносною діелектричною проникністю в діапазоні 2,0-4,0. Матеріал, що складається в основному з тефлону, армованого скловолокном.

					<b>PC71.464657.001 ПЗ</b>	Лист
						23
Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата		

3.3 відносної діелектричною проникністю від 4 до 10. Матеріал може складатися з кераміки, кварцу або глинозему.

Хоча існують матеріали з діелектричною проникністю набагато вище 10, слід бути обережним при використанні цих матеріалів, вони можуть значно знизити ефективність випромінювання.

Абсорбція води. Поглинена волога негативно впливає на електричні властивості. Умови навколишнього середовища, в яких відбувається циклічна зміна вологості та температури, можуть привести до погіршення стійкості до потрапляння вологи в пристрій. Проникнення вологи також може привести до корозії провідників і погіршення зв'язку між провідником і підкладкою. Волога може проникати через наявність пор або мікроотворів у підкладці. Більшість полімерів з полярними групами схильні до поглинання вологи, у зв'язку з хімічним зв'язком. Молекулярні особливості, наприклад хлоридних груп або бромідних груп, схильні до гідролізу, тому поглинена волога вступає в хімічну реакцію з полімером, змінюючи його характеристики. Через це антени з такими підкладками вимагають хорошої герметизації.

Міцність приєднання металічної фольги. З'єднання фольги з підкладкою має витримувати пайку і інші процеси прикріплення виводів, щоб мінімізувати вартість пошкодження під час складальних операцій. Міцність приєднання зазвичай перевіряється шляхом вимірювання зусилля, необхідного для відриву протравленої смуги фольги перпендикулярно від підкладки. Необхідне зусилля залежить від товщини і жорсткості фольги, а також від модуля пружності матеріалу підкладки. Для більш товстої або жорсткої фольги радіус в області відшаровування буде більшим, розподіляючи зусилля відшаровування по більшій площі з'єднання. Більш низький модуль пружності підкладки також впливає на розподіл сили по більшій площі. Таким чином, результати випробувань на відшаровування можуть відрізнятися з причин, відмінних від якості з'єднання. Деякі реагенти для обробки друкованих схем здатні впливати на недостатньо міцно приєднану фольгу на лінії склеювання та завдавати

					<b>PC71.464657.001 ПЗ</b>	Лист
						24
Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата		

збитків в результаті порушення щільності з'єднання друкованої схеми під час обробки плати.

### 1.8 Метод FDTD (метод скінченних різниць у часовій області)

Методи аналізу і проектування мікросмужкових антен розвивалися одночасно з розвитком антен. В даний час використовується кілька методів аналізу антен на діелектричній поверхні.

Мікросмужкова антена зазвичай має двовимірний випромінюючий патч на тонкій діелектричній підкладці і тому може бути класифікована як двовимірний планарний компонент для цілей аналізу. Методи аналізу для даних антен можна розділити на дві групи. У першій групі методи засновані на еквівалентному розподілі магнітного струму по краях патча (аналогічно щілинним антенам). Існує три популярних аналітичних методів:

- Модель лінії передачі(The transmission line model);
- Модель порожнини (The cavity model);
- Модель багатопортової мережі (multiport network model);

У другій групі методи засновані на розподілі електричного струму на провіднику патча і площини землі (аналогічно дипольним антенам, використовуються в поєднанні з методами повнохвильового моделювання / числового аналізу). Нижче перераховані деякі чисельні методи аналізу мікросмужкових антен.

- Метод моментів (The method of moments (MoM));
- Метод скінченних елементів (The finite-element method (FEM));
- Метод спектральної області (The spectral domain technique (SDT));
- Метод скінченних різниць в часовій області( The finite difference time domain (FDTD) method).

					<b>PC71.464657.001 ПЗ</b>	Лист
Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата		25

Метод скінченних різниць у часовій області (FDTD) сьогодні є одним з найпопулярніших методів для вирішення електромагнітних завдань. Він успішно застосовується для вирішення надзвичайно широкого кола завдань, таких як розсіювання від металевих об'єктів і діелектриків, антен, мікросмужок і поглинання електромагнітного випромінювання людським тілом, яке може зазнавати опромінення. Вперше алгоритм даного методу запропонував Кейн Йі в 1966 р. описавши його в статті «Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell's equations in isotropic media» журналу «IEEE Transactions on Antennas and Propagation», а потім вдосконалений іншими фахівцями на початку 70-х років. Сучасну назву методу «Finite-difference time-domain» та її аббревіатуру дав Ален Тафлов. Існує безліч рішень і експериментальних робіт, що стосуються цього методу. Незалежно від складності структури, метод дозволяє проводити ефективний, точний і комплексний аналіз, що охоплює всі явища, що виникають в мікросмужкових структурах. Теорія, що лежить в основі методу FDTD, проста. Для розв'язання електромагнітної задачі ідея полягає в дискретизації рівнянь Максвелла, як в часі, так і в просторі, за допомогою центральних різницевих наближень. Новизна ідеї Йі полягає у виділенні в просторі відповідних компонентів електричного і магнітного полів, а також в дискретизації в часі для виконання задачі.

FDTD базується на дискретизації рівнянь Максвелла. При цьому не робиться ніяких наближень або припущень про систему і, як наслідок, метод є дуже універсальним і точним. Оскільки це метод тимчасової області, FDTD може бути використаний для розрахунку широкосмугових результатів від одного моделювання. Також використовують дискретне перетворення Фур'є для отримання частотних характеристик об'єкта, що досліджується.

Метод FDTD зазвичай використовується, коли розмір об'єкта становить близько довжини хвилі. Коли розміри об'єкта набагато більше довжини хвилі, більш ефективні інші методи. Метод скінченних різниць

					<b>PC71.464657.001 ПЗ</b>	Лист
						26
Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата		

в часовій області добре застосовувати для досліджень нестационарних процесів.

Для моделювання задач з відкритою областю обчислювальна область повинна бути обмежена поглинають граничними умовами (ABC). Метод FDTD має ряд дуже хороших ABC, які моделюють ефект вільного простору за межами області.

Даний метод може застосовуватися при аналізі структур довільної форми, оскільки він є тривимірним. В FDTD простір і час діляться на дискретні сегменти. Простір сегментується на комірки у формі коробки, які є відносно малими в порівнянні з довжиною хвилі. Електричні поля розташовуються на краях комірки, а магнітні поля - на гранях, як показано на рис.1.8.1. Така орієнтація полів відома як осередок Йі [5].

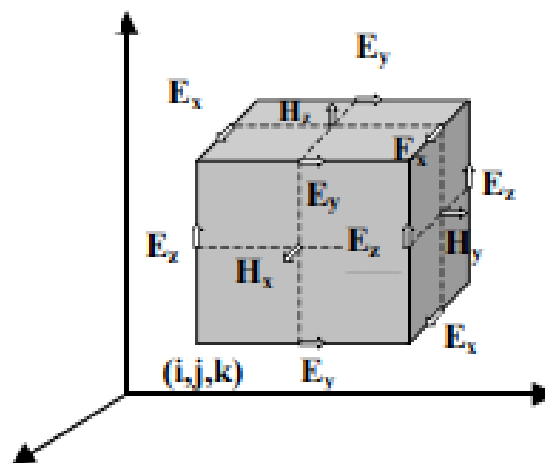


Рисунок 1.8.1 — Просторова тривимірна сітка Йі

Дискретизація області моделювання відбувається з використанням сітки з осередками Йі (гексаендричними осередками), зображеної на рис.1.8.2.

Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата

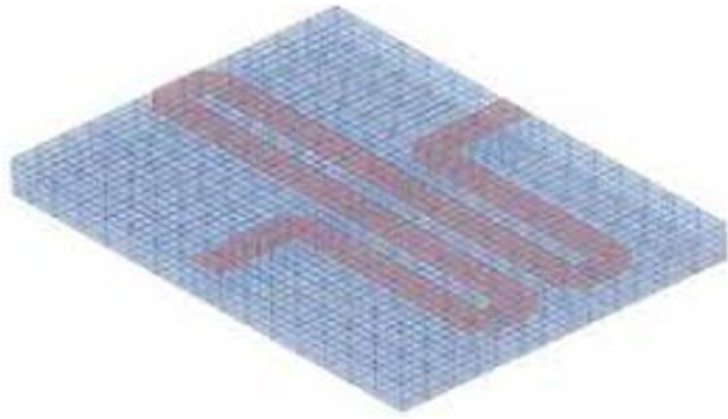


Рисунок 1.8.2 — Типова гексоендрична сітка

Частковою похідною в даному методі служить зміна електричного поля  $E$ , а ротором являється Магнітне поле  $H$ . На рис.1.8.1 можна спостерігати взаємну спеціальну смугастість і локалізацію векторів напруженості електричного і магнітного полів. Кожна електрична компонента оточена чотирма циркулюючими магнітними компонентами і, аналогічно, кожна магнітна компонента оточена чотирма циркулюючими електричними компонентами. Поля  $E$  та  $H$  є взаємозалежними, зміна одного поля впливає на зміну іншого. Тривимірний простір заповнений шарами матриць законів Фарадея і Ампера. В тривимірній системі координат основу чисельного алгоритму FDTD складають пов'язані диференціальні рівняння.

Закон Фарадея:

$$\nabla \times \vec{E} + \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = -\vec{M} \quad (1.4)$$

Закон Ампера:

$$F = HIL \sin \alpha \quad (1.5)$$

Також для розв'язання задач використовують закон Гаусса.

Закон Гаусса для електричного поля:

$$\Phi_E = \int_S E \cdot ds = 4\pi q \quad (1.6)$$

Закон Гаусса для магнітного поля:

$$\Phi_B = \int_S \vec{H} \cdot d\vec{s} = 0 \quad (1.7)$$

Оскільки даним методом можна задати джерела полів в середині досліджуваної області, то векторні компоненти законів Фарадея та Ампера записуються наступним чином:

$$\frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{E} - \frac{1}{\mu} (\vec{M}_{source} + \sigma^m \vec{H}) \quad (1.8)$$

$$\frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = -\frac{1}{\varepsilon} \nabla \times \vec{H} - \frac{1}{\varepsilon} (\vec{J}_{source} + \sigma^m \vec{E}) \quad (1.9)$$

Взаємно пов'язані рівняння Максвелла мають наступний вигляд:

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} - \sigma^m H_x - M_{source} X \right) \quad (1.10)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} - \sigma^m H_y - M_{source} Y \right) \quad (1.11)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} - \sigma^m H_z - M_{source} Z \right) \quad (1.12)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left( \frac{\partial H_y}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial y} - \sigma^m E_x - J_{source} X \right) \quad (1.13)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left( \frac{\partial H_z}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial z} - \sigma^m E_y - J_{source} Y \right) \quad (1.14)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left( \frac{\partial H_x}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial x} - \sigma^m E_z - J_{source} Z \right) \quad (1.15)$$

$$\vec{J} = \vec{J}_{source} + \sigma \vec{E} \quad (1.16)$$

$$\vec{M} = \vec{M}_{source} + \sigma^m \vec{H} \quad (1.17)$$

де  $\vec{J}_{source}$  – щільність струму джерела;  
 $\sigma$  – електрична провідність матеріалу;  
 $\vec{M}_{source}$  – щільність еквівалентного магнітного струму джерела;  
 $\sigma^m$  – еквівалентні магнітні втрати.

Реалізація методу FDTD описується наступним алгоритмом:

Спочатку задаються досліджувану область, розподільну здатність самої сітки та граничні умови. Граничні умови бувають двох типів: поглинаючі та періодичні. Для усунення нефізичного перевідбиття електромагнітної хвилі від кордону обчислювального об'єму і моделювання таким чином переходу хвилі на нескінченність в FDTD повинні використовуватися особливі поглинаючі граничні умови. В даний час найбільш успішною реалізацією цих умов є приміщення уздовж кордону обчислювального об'єму тонкого шару спеціального матеріалу, так званого ідеально узгодженого шару (Perfectly Matched Layer - PML). Цей матеріал в ідеалі повністю поглинає всі падаючі на нього хвилі без будь-якого відбиття незалежно від кута падіння і довжини хвилі.

FDTD може застосовуватися не тільки для кінцевих, а й для нескінченних періодичних структур. Для їх моделювання використовуються періодичні граничні умови по одному або по декількох напрямках. Зокрема, фотонно-кристалічні пластинки і антивідбивні покриття є планарними періодичними структурами: вони періодичні за двома напрямками і мають обмежену протяжність залишеному напрямку. Реальні експериментальні зразки, звичайно, мають обмежений розмір і по перших двох напрямках, але оскільки цей розмір істотно більше їх протяжності по неперіодичному напрямку, впливом зразка з високим ступенем точності можна знехтувати.

Потім в досліджувану область поміщають матеріальні тіла. Вони вже мають задані параметри діелектричної проникності та магнітної провідності.

Далі потрібно задати джерело. Найпростіший спосіб задання джерела полягає в заданні часової залежності щільності струму  $J$  в рівнянні Ампера. Такий тип джерела зазвичай використовується при моделюванні диполем. Щоб генерувати плоску хвилю зручно використовувати інший тип джерела, він реалізується за допомогою методу повного і розсіяного поля (Total Field / Scattered Field).

					<b>PC71.464657.001 ПЗ</b>	Лист
						30
Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата		

Джерело генерує кінцеву в часі електромагнітну хвилю, спектральний склад якої має покривати діапазон частот, які нас цікавлять. Потім, хвиля падає на тіла, перерозсіюється на них, а при наявності поглинаючих граничних умов, через якийсь час виходить з області, в якій проводяться розрахунки. Історія розповсюдження хвилі зберігається.

Над записаними значеннями полів виконуються перетворення Фур'є і вони переводяться в частотне представлення. Обробляючи їх (як приклад, інтегруючи потік енергії поля через будь-яку поверхню), можна отримати оптичні характеристики даної структури тіл. Використовуючи метод перетворення ближнього поля в дальнє (Near to Far Transformation), можна отримати значення полів за межами області, в якій проводяться розрахунки [6]

Метод скінченних різниць у часовій області має свої переваги та недоліки. Метод FDTD універсальний - він може бути з успіхом застосований практично у всіх завданнях електродинаміки, що вимагають чисельного рішення. Це і внутрішні завдання, включаючи аналіз хвилевідних та резонансних структур складної форми з неоднорідними, хвилевідних та мікросмужкових структур та моделювання випромінюючих структур, антен та аналіз активних приладів НВЧ та багато іншого. Він зручний при завданнях анізотропних, дисперсних та нелінійних середовищ. Алгоритм не вимагає формулювання інтегрального порівняння, а відносно складні системи можуть оброблятися без використання інверсій великих матриць. Метод не вимагає великої комп'ютерної пам'яті для розрахунків. Він дозволяє отримати результат за один розрахунок для широкого діапазону довжин хвиль. Це корисно для вирішення завдань, в яких невідомі резонансні частоти, або в моделюванні широкосмугових сигналів. Метод скінченних різниць у часовій області дозволяє моделювати крайові ефекти та ефекти екранування.

Недоліком методу є величина кроку дискретизації по простору. Вона повинна бути значно меншою досліджуваних довжин хвиль і типових розмірів досліджуваної структури.

Якщо потрібно знайти поле на великій відстані від джерела, то необхідно збільшити область, в якій проводяться розрахунки, та сам час розрахунку. Існує кілька методів перетворення ближнього поля в дальнє поле. Всі вони включають інтегрування по замкнутій поверхні, яка охоплює об'єкт, що випромінює або розсіює. Одні методи інтегрують, використовуючи поверхневі еквівалентні струми (електричні та магнітні), інші безпосередньо використовують поля  $E$  і  $H$ . Одні методи застосовуються в частотній області, інші працюють в часовій області.

					<i>РС71.464657.001 ПЗ</i>	<i>Лист</i>
<i>Зм.</i>	<i>Лис</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>		32

## 2. МІКРОСМУЖКОВА НИЗЬКОПРОФІЛЬНА АНТЕНА

### 2.1. Побудова та дослідження мікросмужкової патч-антени

На рис. 2.1.1 представлена геометрія запропонованої антени [7]. Короткозамкнена мікросмужкова патч-антена з квадратним кільцем живиться через коаксіальний зонд радіусом 0,6 мм із верхнім навантаженням. Патч з квадратним кільцем, має довжину зовнішньої сторони «а» та внутрішню довжину сторони «b», внутрішній квадратний патч має довжину сторони с. Обидві структури витравлюються на одному шарі підкладки FR4 (товщина 1,6 мм, діелектрична проникність 4.4). Чотири стінки короткого замикання симетрично розміщені по краях квадратного кільця та мають однакову ширину (w) і висоту (h).

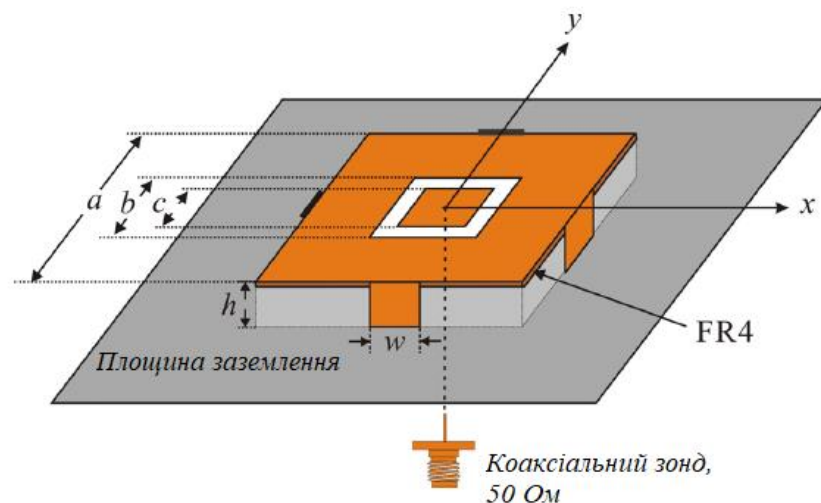


Рисунок 2.1.1 — Геометрія мікросмужкової антени

В даній антенній системі спостерігається збудження трьох режимів, а саме режим монополярного патча, монопольний режим із верхнім навантаженням і режим ТМ02. Для монополярного режиму випромінювання його резонансна частота нижча, ніж для основного режиму (режим ТМ11) мікросмужкової антени з квадратним кільцем і головним чином визначається значеннями параметрів «а» та «w». Однак режим ТМ02 приблизно в два рази перевищує резонансну частоту режиму ТМ11, коли мікросмужкова антена в формі квадратного кільця

Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата

PC71.464657.001 ПЗ

Лист

33

має менший параметр «b» і більший параметр «h» [8]. Більше того, резонансна частота монопольного режиму з верхнім навантаженням може знаходитись між резонансними частотами режиму монополярного патча та режиму TM<sub>02</sub>, якщо розміри параметру «h» обрано належним чином.

У цій роботі параметр «h» зафіксовано рівним 8 мм, а «a» і «w» використовуються для регулювання резонансної частоти кожного режиму для досягнення двосмугових та широкосмугових конструкцій антен, тоді як узгодження здійснюється правильним вибором «b» та «c».

В ході роботи було обрано прототип антени із запропонованим конструктивним розміром. Побудова антени була створена у програмному середовищі CST Studio, рис.2.1.2.

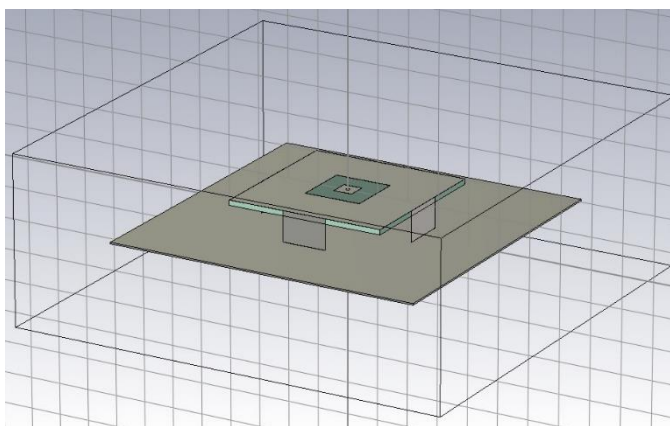


Рисунок 2.1.2 — Побудова антени у програмному середовищі CST Studio

CST Studio являє собою програму, для чисельного електродинамічного моделювання високочастотних пристроїв, таких як фільтри, антени, відгалужувачі, багатошарові структури та інше, а також для аналізу сигналів і електро-магнітної сумісності в часовій і частотних областях.

При побудові моделі антенного модуля та його подальшого дослідження в САПР CST, з використанням габаритних розмірів, які

					<b>PC71.464657.001 ПЗ</b>	Лист
Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата		34

були вказані в роботі “ Mode chart for microstrip ring resonators” [7], було отримано результати, які не задовольняють задані вимоги, рис.2.1.3 та рис.2.1.3. Отримані характеристики моделі не відповідають характеристикам, вказаним в науковій статті. Як видно з рис. 2.1.3 залежність коефіцієнту відбиття від частоти має досить поганий характер. Графік має лише один провал на частоті  $f=5.1$  ГГц, в якому виконується умова узгодження антени, тобто коефіцієнт відбиття має значення нижче рівня  $-10$  дБ. Даний провал також є відносно вузькосмуговим  $\Pi=18\%$  ( $f_1=4.5$ ,  $f_2=5.4$ ), а мінімальне значення параметру  $S_{11}$  сягає лише  $-15.5$  дБ. Зі зменшенням частоти можемо спостерігати стає значення КВ  $-8$  дБ в деякому діапазоні частот та подальше його плане збільшення починаючи приблизно з частоти  $3.5$  ГГц, але нажаль цих значень недостатньо для виконання умови узгодження та, відповідно, коректної роботи антени.

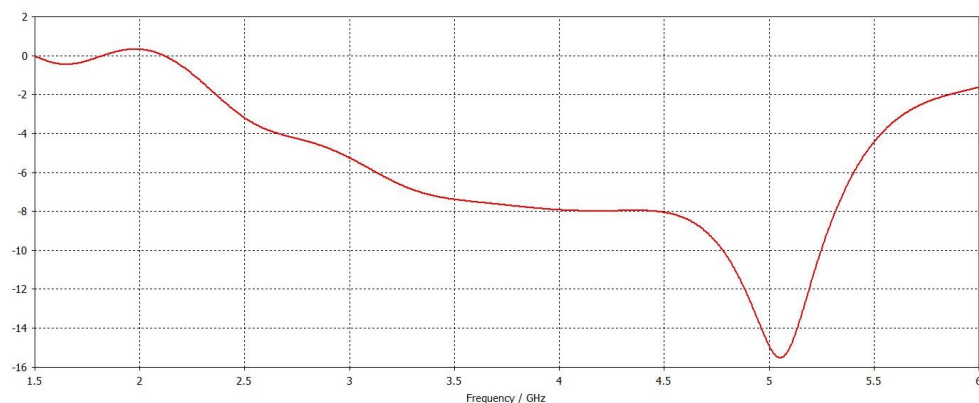


Рисунок 2.1.3 — Модуль коефіцієнта відбиття

З іншого боку, при дослідженні діаграми спрямованості, змодельованої антени, на частоті  $5.5$  ГГц, бачимо, що вона має добре виражену конічну форму. Тобто, присутній явний глибокий мінімум, який знаходиться на осі випромінювання антени “z”, та стабільний максимум випромінювання по колу з центром на осі “z”, що задовольняє умови поставленого технічного завдання. Коефіцієнт підсилення даної

Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата

антени сягає значень 22 дБі. Але також присутнє значне бічне випромінювання, як і в боки від антенного модуля, так і в зворотньому напрямку.

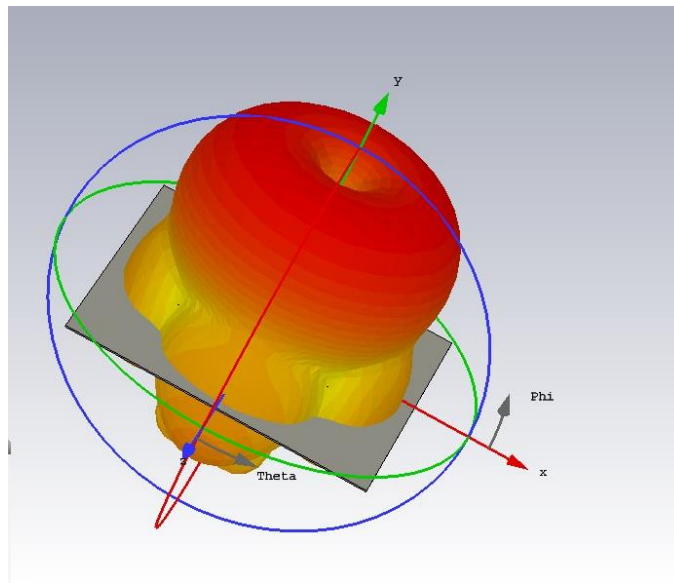


Рисунок 2.1.4 — Діаграма спрямованості

Отже, модуль з даними габаритними розмірами, хоч і має непогану ДС, але не задовольняє поставлені умови. Тому було прийняте рішення розробки антени на базі конструкції приведеної в [7], яка б задовольняла вимоги ТЗ.

## 2.2. Розрахунок коаксіального зонда для живлення антени

Для передачі (прийому) електро-магнітної енергії на (з) антену, її випромінюючий елемент, необхідно розробити роз'єм, який буде з'єднувати антену з лінією передачі. Так як в конструкції антени передбачено живлення квадратного патчу за допомогою зонду підведеного знизу, то, очевидно, що доцільним є використання коаксіальної лінії передачі для живлення антенного модулю. Отже, необхідно розробити з'єднання зонду з коаксіальною лінією передачі.

Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата

РС71.464657.001 ПЗ

Лист

36

Конектор повинен забезпечувати гарне узгодження та малі втрати потужності в усьому діапазоні робочих частот.

Основним параметром лінії передачі є хвильовий опір, який в коаксіальній лінії визначається за формулою:

$$Z_x = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon}} \ln\left(\frac{D}{d}\right) \quad (2.1)$$

де  $D$  - діаметр зовнішнього провідника

$d$  - діаметр внутрішнього провідника

Як видно з формули хвильовий опір залежить від співвідношення діаметрів внутрішнього (центрального, сигнального) та зовнішнього (екрануючого) провідників, а також від діелектричної проникності матеріалу яким заповнений простір між провідниками. Підбір цих параметрів і буде виконано.

Співвідношення діаметрів провідників вибирають таким, щоб забезпечити зменшення або збільшення його передаточних параметрів, а також зменшити витрати матеріалів та ресурсів для його виготовлення.

Для забезпечення найбільшої дальності зв'язку потрібно мінімізувати загасання в лінії. При використанні високоякісних діелектриків коефіцієнт згасання коаксіального кабелю визначають як:

$$\alpha = \frac{\sqrt{f \cdot \varepsilon}}{\ln\left(\frac{D}{d}\right)} \left(\frac{1}{d} + \frac{1}{D}\right) \cdot 10^{-3} \quad (2.2)$$

З формули прослідковується, що зі збільшенням значення співвідношення діаметрів, чисельник лінійно збільшується, а знаменник збільшується пропорційно логарифму співвідношення діаметрів. Це вказує на наявність оптимуму у залежності коефіцієнту згасання від співвідношення діаметрів провідників, рис.2.2.1.

					<b>PC71.464657.001 ПЗ</b>	Лист
Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата		37

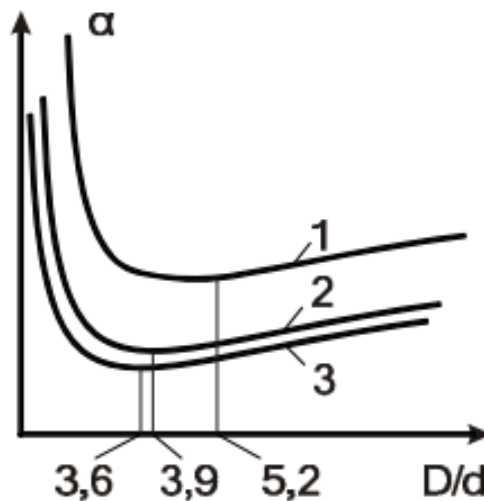


Рисунок 2.2.1 — Графік залежності коефіцієнта згасання коаксіального кабелю

Якщо значення  $D$  прийняти за константну величину, то отримаємо, що коефіцієнт загасання буде мінімальним при співвідношенні  $D/d=3,6$ .

Це співвідношення справедливе лише за умови однаковості матеріалу провідників, в даному випадку для мідних провідників, рис. 3.1.1, крива 3. Якщо провідники будуть виготовлені з різних матеріалів (внутрішній – з міді, а зовнішній – зі свинцю (крива 1) або алюмінію (крива 2)), то для визначення мінімального згасання використовують формулу:

$$\ln\left(\frac{D}{d}\right) = 1 + \frac{d}{D} \sqrt{\frac{\sigma_d}{\sigma_D}} \quad (2.3)$$

де  $\sigma_d, \sigma_D$  - провідності металів внутрішнього й зовнішнього провідників відповідно.

Для забезпечення заданого хвильового опору  $Z_x$  співвідношення  $D/d$  визначається як:

$$\frac{D}{d} = \exp\left(Z_x \frac{\sqrt{\epsilon}}{60}\right) \quad (2.4)$$

З виразу прослідковується залежність хвильового опору від значення діелектричної проникності ізоляції. Наприклад, для

Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата

забезпечення хвильового опору  $Z_x = 50$  Ом між  $D/d$  і  $\epsilon$  повинні виконуватися певні співвідношення. Деякі з них розраховано та наведено у табл.2.1.

Таблиця 2.1 — Співвідношення для забезпечення хвильового опору

$\epsilon$	1	1.1	1.25	1.5	1.75	2	2.25	2.5	3	4.4
$D/d$	2.3	2.39	2.53	2.77	3	3.25	3.49	3.73	4.23	5.74

При необхідності забезпечити передачу великої потужності через кабель або є потреба у кабелі, розрахованому на велику напругу, то оптимальну конструкцію кабелю отримують при іншому співвідношенні діаметрів провідників. Так, для забезпечення максимальної електричної міцності дотримуються співвідношення  $D/d = \epsilon = 2,718$ , а для забезпечення максимальної потужності –  $D/d = 1,65$ .

Отже, як видно з таблиці, оптимальне співвідношення  $D/d = 3.6$  досягається при значенні  $\epsilon = 2.25-2.5$ . Тому як діелектрик для коаксіальної конектора було обрано тефлон, який має діелектричну провідність близько 2.2,  $D/d = 3.4$

Відштовхуючись від діаметру центральної жили  $d=1.2$  мм, розрахуємо внутрішній діаметр зовнішнього провідника  $D=1.2*3.4=4.08$  мм.

### 2.3. Розрахунок характеристик оптимізованої мікросмужкової патч-антени

Діелектрична підкладка на основі матеріалу склотекстоліту FR4 має товщину 1,6 мм та діелектричну проникність 4.4. Структури, витравлені на діелектричній підкладці, створені з поліефіркарбонату, ідеального електричного провідника (Perfect Electric Conductor) та мають товщину 0.05 мм.

Після оптимізації досліджувана антена має наступні розміри: зовнішня сторона патча з квадратним кільцем «а» становить 46мм, внутрішня довжина сторони «b» 18 мм, внутрішній квадратний патч має довжину сторони «с» 4мм. Стінки короткого замикання мають ширину (w) 12 мм і висоту (h) 8 мм. Підкладка заземлення має розмір 100x100 мм.

Результати розрахунку приведені на рис. 2.3.1. та рис. 2.2.2. З графіку КВ антенного модулю можемо бачити:

Антена узгоджена по рівню -10 дБ у відносно широкій смузі частот. Графік КВ перетинає межу рівня -10 дБ , тобто антена починає бути узгодженою, вище частоти  $f_1=3.05$  ГГц , а кінцева частота узгодження становить  $f_2= 5.84$  ГГц. Отже робоча смуга частот становить  $\Delta f=2.79$  ГГц, а відносна робоча смуга частот становить  $\Delta f/f_1=63\%$ .

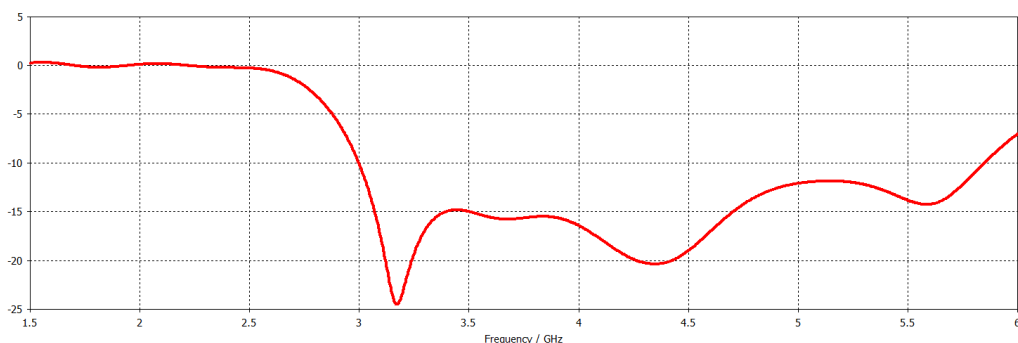


Рисунок 2.3.1 — Модуль коефіцієнта відбиття

В робочій смузі КВ не перевищує рівень -12.8 дБ. Його графік має три явно виражені резонанси, які лежать на частотах 3.24ГГц, 4.24ГГц та 5.55ГГц, провали в них сягають до -28дБ, -27дБ та -21дБ,відповідно. Можна зробити висновок, що це і є причиною широкосмугової роботи антени, так як в частотному діапазоні резонанси розташовані доволі близько, то КВ між ними не переходить межу -10 дБ.

Структура розподілу електричного поля в конфігурації антени зображена на рис.2.3.2.

Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата

PC71.464657.001 ПЗ

Лист  
40

Для данної антени було прораховано декілька ДС на різних частотах. Було обрано три резонансні частоти та декілька проміжних, а саме 3.25, 4.25, 4.5, 5, 5.55 ГГц.

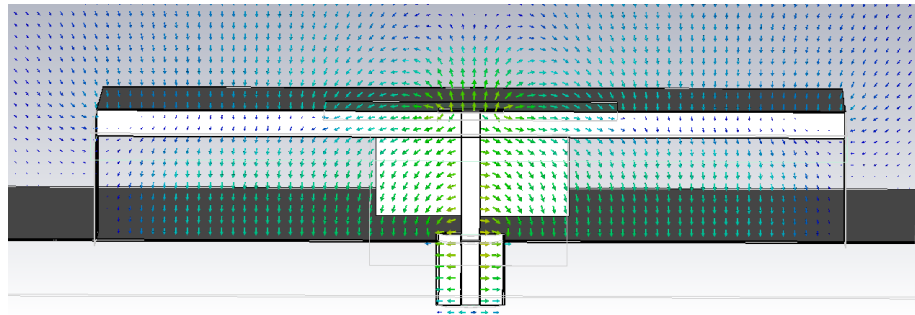


Рисунок 2.3.2 — Розподіл електричного поля у структурі антени

Проаналізуємо кожну ДС по черзі побудувавши їх в полярній системі координат в площинах  $E(90)$  та  $H(0)$ , а також в 3D.

На рис.2.3.3 зображена ДС на частоті 3.25 ГГц. Бачимо, що ДС має конічну форму, в центрі по осі випромінювання антени є глобальний мінімум, провал в якому сягає до -100 дБ, в нього досить велика крутизна. Напрямок головної пелюстки становить 40 градусів, а максимальне підсилення 4.6 дБі. Ширина головної пелюстки по рівню 3 дБ становить  $51^\circ$ . Рівень бокових пелюсток становить -13 дБ. Можна спостерігати деяку нерівномірність підсилення в максимумах ДС при зміні кута  $\phi$  (нерівномірність становить 0.8 дБ). Наприклад при  $\phi$  дорівнює  $45^\circ$  спостерігаємо рівень головної пелюстки 3.8 дБі. Також бачимо досить великий рівень випромінювання в напрямку перпендикулярному осі антени (z), який сягає рівня -2 дБі. В площині H бачимо ідентичні характеристику, антена симетрична в двох площинах.

Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата

РС71.464657.001 ПЗ

Лист

41

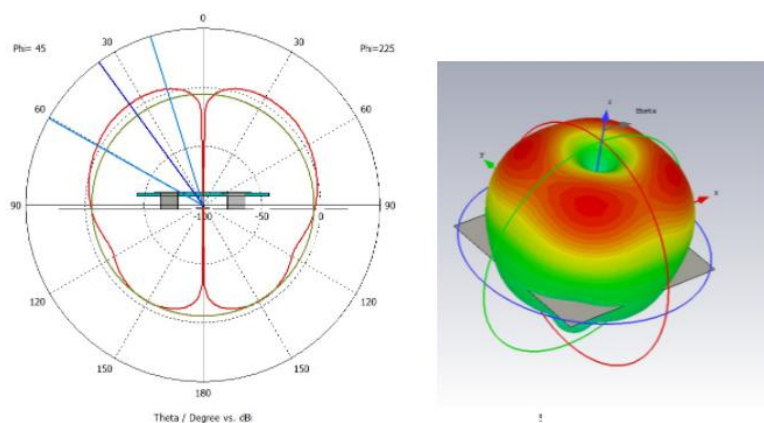


Рисунок 2.3.3 — Діаграма спрямованості антени на частоті 3.25 ГГц

На частоті 4.25 ГГц ДС також має конічну форму та соосний глибокий провал, але починає звужуватися, рис.2.3.4. Напрямок головної пелюстки зменшується до  $36^\circ$ , а по рівню 3 дБ її ширина становить  $43^\circ$ . Рівень бокових пелюсток -12 дБ. Максимальне підсилення становить 6 дБі. Нерівномірність максимума при зміні кута  $\phi$  залишається і сягає 1 дБ. Перпендикулярне осі випромінювання значно зменшується та сягає -4.7 дБі.

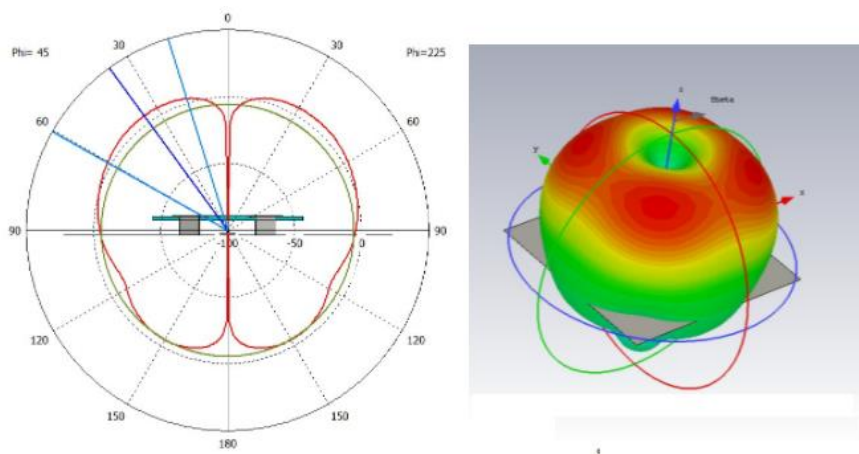


Рисунок 2.3.4 — Діаграма спрямованості антени на частоті 4.25 ГГц

Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата

На частоті 4.5 ГГц закономірності зміни ДС залишаються такими, як і в попередньому випадку, рис.2.3.5. Напрямок головної пелюстки становить  $34^\circ$ . По 3 дБ  $40^\circ$  (ширина). Рівень бокових пелюсток становить -12.6 дБ. Максимальне підсилення - 6.1 дБі. При зміні кута  $\phi$  нерівномірності становлять 0.7 дБ. Перпендикулярне осі випромінювання -5.7 дБі.

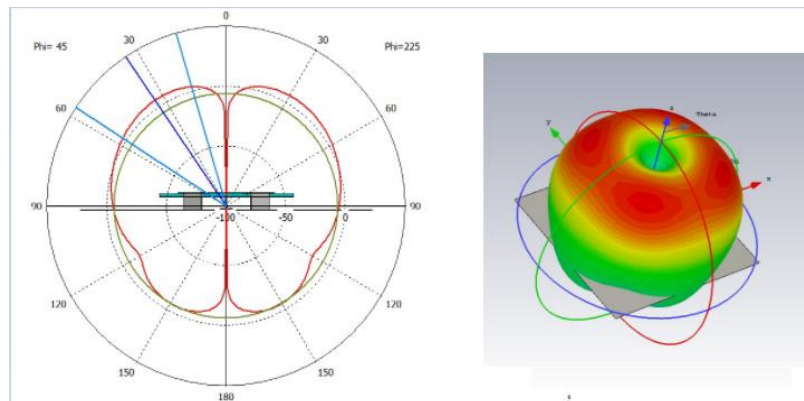
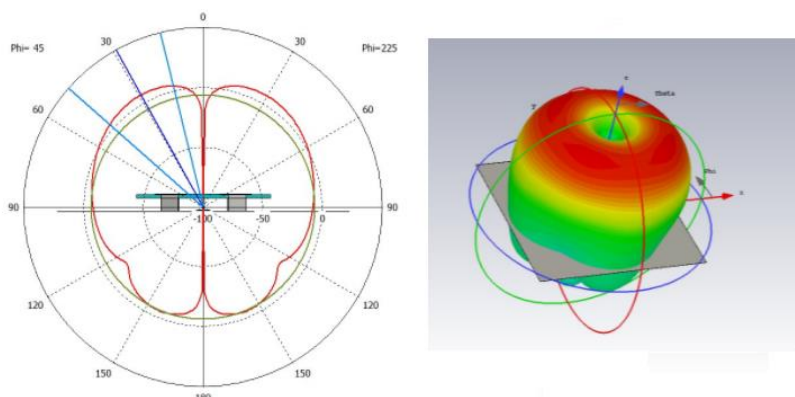


Рисунок 2.3.5 — Діаграма спрямованості антени на частоті 4.5 ГГц

На частоті 5 ГГц, рис.2.3.6, прослідковуються ті ж самі зміни, але з доволі значним покращенням. Напрямок головного пелюстка  $22^\circ$ , його ширина становить  $35^\circ$ . Рівень підсилення сягає 7 дБі, а рівень бокових - 13.2 дБ. Рівень перпендикулярного до осі випромінювання становить -8 дБі. Нерівномірності рівню максимуму при зміні кута  $\phi$  по колу в даному випадку майже відсутні і сягають 0.1-0.2 дБ



Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата

РС71.464657.001 ПЗ

Рисунок 2.3.6 — Діаграма спрямованості антени на частоті 5 ГГц

При 5.5 ГГц діаграма значно звужується та приймає майже ідеальну конічну форму, з явно вираженим соосним різким та глибоким мінімумом, рис.2.3.7. Напрямок головного пелюстка  $25^\circ$ , його ширина по рівню 3 дБ  $28^\circ$ . Підсилення антени 8.3 дБі. Рівень бокових пелюсток -13 дБ. Рівень перпендикулярного до осі випромінювання становить -10.5 дБі, але можна спостерігати ще нижчий рівень випромінювання в передньому напрямку частині ДС, при куті тета  $75^\circ$  випромінювання сягає -12 дБі. Нерівномірності рівню максимуму при зміні кута  $\phi$  по колу становить менше 0.1 дБ, тобто антена має єдиний максимум по колу перпендикулярному відносно осі z.

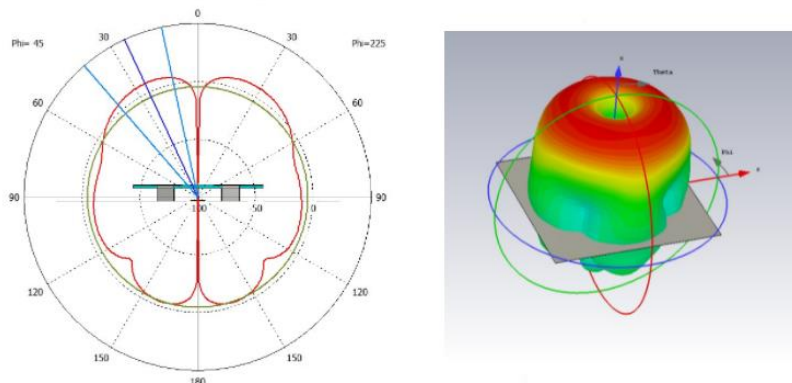


Рисунок 2.3.7 — Діаграма спрямованості антени на частоті 5.5 ГГц

Отже можна зробити висновок, що ДС з ростом частоти звужується, збільшується коефіцієнт підсилення, зменшується рівень бокових пелюсток. Можна також зазначити те, що на нижчих частотах за рахунок широкого головного пелюстка присутнє значне випромінювання в бік перпендикулярний до осі антени. За рахунок значного рівня бокових пелюсток присутнє випромінювання в задню частину антени. Відмітимо що рівень даного бокового випромінювання

майже не змінюється з ростом частоти, змінюється (зменшується) їх рівень відносно головної пелюстки (максимума), а рівень випромінювання залишається близько 6 дБі, лише у випадку на частоті 3.5 ГГц він має трохи менше значення.

## 2.4. Дослідження допусків на виготовлення

В даному розділі буде досліджено зміну характеристик антени, а саме коефіцієнту відбиття, в залежності від зміни деяких її габаритних розмірів. Зміна кожного розміру буде проводитись окремо при всіх інших. Висновки щодо працездатності антенного модуль будемо проводити за допомогою аналізу залежності параметру S11 від частоти. Як і прийнято, будемо вважати що антена узгоджена, тобто працює задовільно, на деякій частоті, якщо коефіцієнт відбиття на даній частоті нижче -10 дБ.

Почнемо дослідження зі зміни параметру  $b$ , внутрішнього розміру патча в формі квадратного кільця. Для початку було обрано межі варіювання розміру з 10 до 30 мм та проведено розрахунки. Сімейство отриманих кривих показано на рис. 2.4.1. Аналізуючи результати доцільно розглянути роботу антени в діапазоні значень  $b$  від 16 до 25 мм.

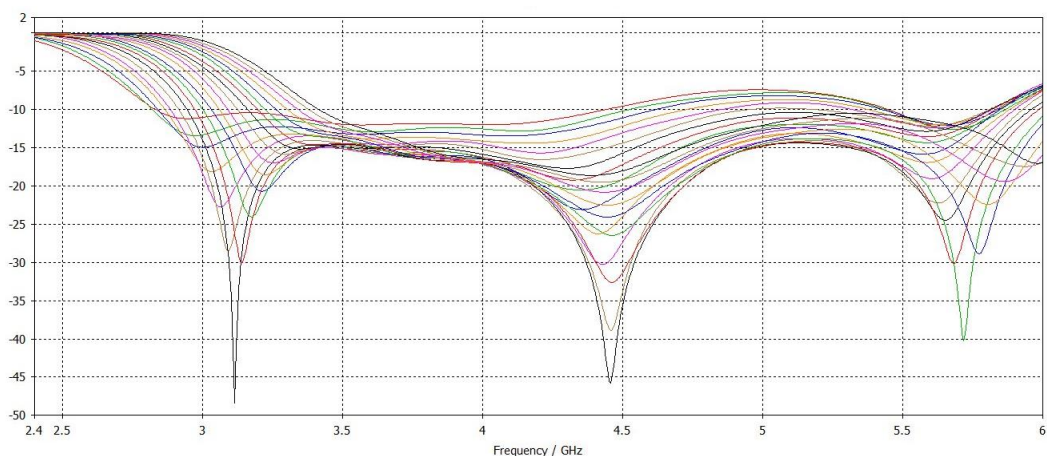


Рисунок 2.4.1 — Сімейство кривих коефіцієнта відбиття при зміні параметру  $b$

Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата

PC71.464657.001 ПЗ

Лист

45

При  $b = 10$  мм з рис. 2.4.2 бачимо що параметр  $S_{11}$  в діапазоні частот від 2.75 до 6 ГГц змінюється в межах від -7 до -11 що є недостатньо щоб антенна вважалася узгодженою.

При подальшому збільшенні параметру з кроком в 1 мм було виявлено, що при  $b = 16$  мм з'являється перший резонанс (провал коефіцієнту відбиття) на частоті 3.115 ГГц, мінімальне значення якого становить до -48 дБ. В даному випадку за рівнем -10 дБ можна вважати що антенна працює в діапазоні від 2.95 до 5.05 ГГц, тобто робоча смуга антенного модуля складає  $\Delta f = 2.1$  ГГц, а відносна робоча смуга частот дорівнює  $P_v = 52.5\%$ . Таку антену можна вважати не придатною для якісної роботи.

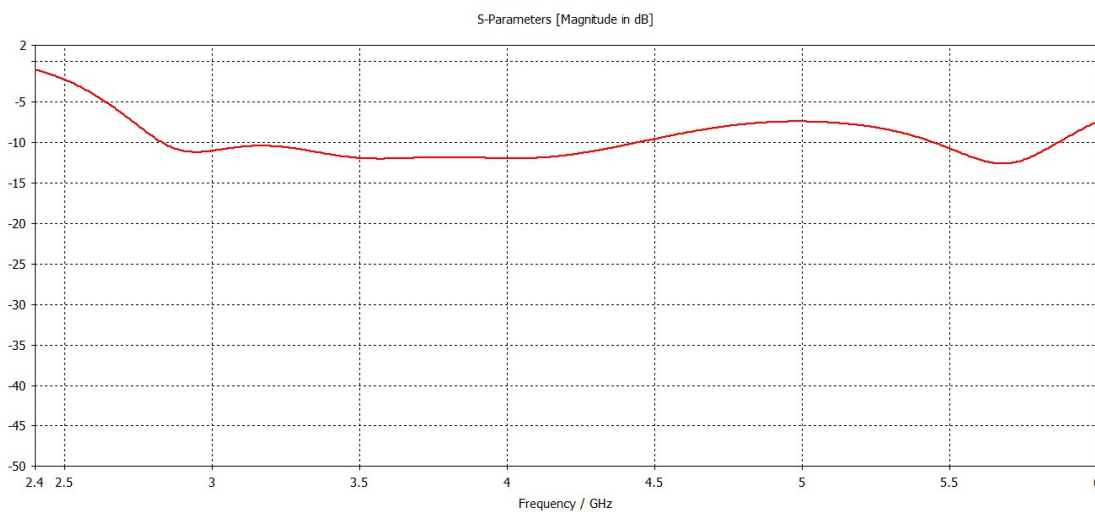


Рисунок 2.4.2 — Модуль коефіцієнта відбиття при  $b = 10$  мм

При подальшому збільшенні параметру з кроком в 1 мм було виявлено, що при  $b = 16$  мм з'являється перший резонанс (провал коефіцієнту відбиття) на частоті 3.115 ГГц, мінімальне значення якого становить до -48 дБ. В даному випадку за рівнем -10 дБ можна вважати що антенна працює в діапазоні від 2.95 до 5.05 ГГц, тобто робоча смуга антенного модуля складає  $\Delta f = 2.1$  ГГц, а відносна робоча смуга частот дорівнює  $P_v = 52.5\%$ . Таку антену можна вважати не придатною для якісної роботи.

Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата

PC71.464657.001 ПЗ

Лист  
46

Подальше збільшення параметру  $b$  до 23 мм призводить до покращення узгодження антени та розширення її смуги робочих частот, а саме за рівнем -10 дБ робоча смуга складає від 3.17 до 5.96 ГГц. Тобто відносна смуга складає  $P_v=61.2\%$ . Також з рис.2.4.3 можемо бачити що на частоті 4.46 ГГц з'являється другий резонанс мінімальне значення КВ в околі якого сягає -45 дБ, а також спостерігається поява третього резонансу.

При збільшенні габаритного розміру  $b$  до 25 мм третій резонанс проявляється більш виражено на частоті 5.62 ГГц провал якого сягає до -40 дБ. Початкова частота робочої смуги  $f_1=3.22$  ГГц, кінцева частота  $f_2=6.1$  ГГц, відносна робоча смуга частот антени по рівню -10 дБ дорівнює  $P_v=62\%$ .

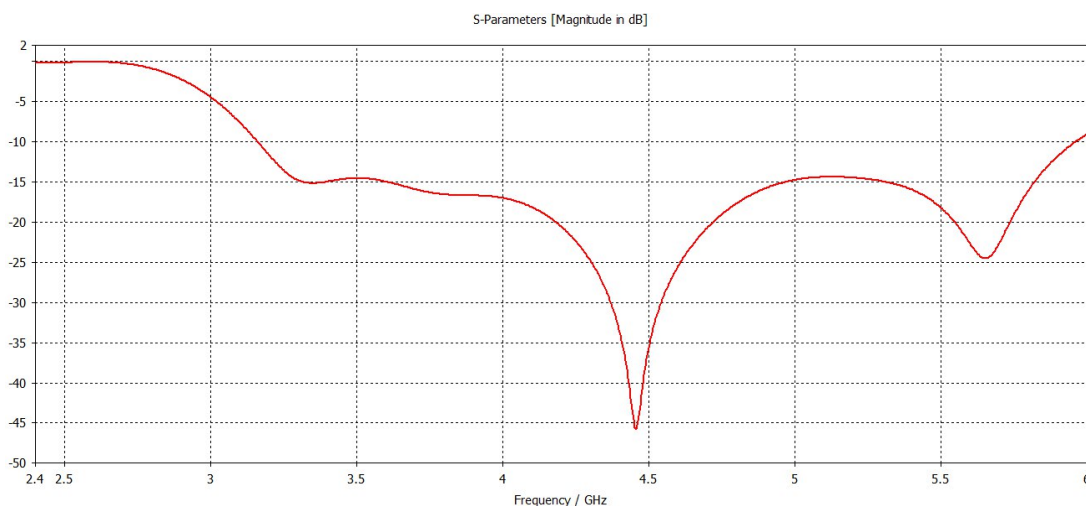


Рисунок 2.4.3 — Модуль коефіцієнта відбиття при  $b = 23$  мм

При подальшому збільшенні  $b$  антена може якісно працювати, без явно виражених резонансів, в широкій смузі частот аж до величини параметру  $b = 30$  мм.

Також аналізуючи роботу антени, при зміні параметру  $b$ , можна сказати, що при збільшенні розміру абсолютна робоча смуга частот залишається приблизно однаковою. Але середня робоча частота збільшується, відповідно і початкова, і кінцева частоти діапазону, а отже відносна робоча смуга також збільшується.

					<b>PC71.464657.001 ПЗ</b>	Лист
						47
Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата		

Далі розглянемо вплив зміни габаритного розміру антени  $a$  на її характеристики. Параметр  $a$ , зовнішній розмір патчу в формі квадратного кільця, будемо змінювати в межах від 35 мм до 60 мм, так як в даному діапазоні найбільш помітно його вплив.

У випадку коли параметр  $a=35$  мм можна спостерігати що в діапазоні частот визначену в ТЗ антена не узгоджена, але видно що значення КВ поступово зменшується з ростом частоти і мінімум його графіку знаходиться за межами діапазону (на частоті вище 6 ГГц), рис.2.4.4.

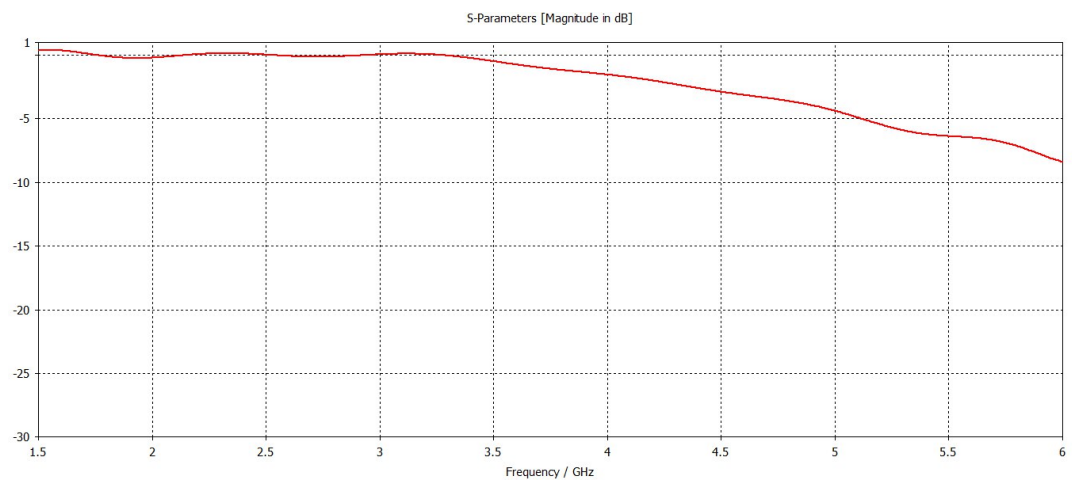


Рисунок 2.4.4 — Модуль коефіцієнта відбиття при  $a=35$  мм

При подальшому збільшенні  $a$  до 42 мм спостерігаємо що КВ менше рівня -10дБ в діапазоні починаючи з частоти 3.4 ГГц, але його мінімум досі знаходиться вище 6 ГГц, відповідно кінцева (верхня) частота робочого діапазону також.

При значенні  $a=45$ мм з'являється резонанс на частоті 3.25 ГГц, провал КВ в якому сягає до -45 дБ. Відносна робоча смуга частот за рівнем -10дБ починається з 3.1 ГГц до 5.9 ГГц та дорівнює  $P_v=62\%$ .

При  $a=46$  ширина робочої смуги залишається майже однаковою, але середня частота зменшується, а провал на резонансі стає менш глибоким, характеристика стає більш плавною, рис.2.4.5.

Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата

Коли  $a=52$  мм робоча смуга частот значно звужується. Провал коефіцієнту відбиття зміщується на частоту 4 ГГц та значення в ньому сягає до -24 дБ. Відносна смуга робочих частот  $P_v=29\%$ .

При  $a=60$  мм резонансна частота зменшується і дорівнює 3.65 ГГц, провал КВ до -20 дБ, робоча смуга ще більше звужується.

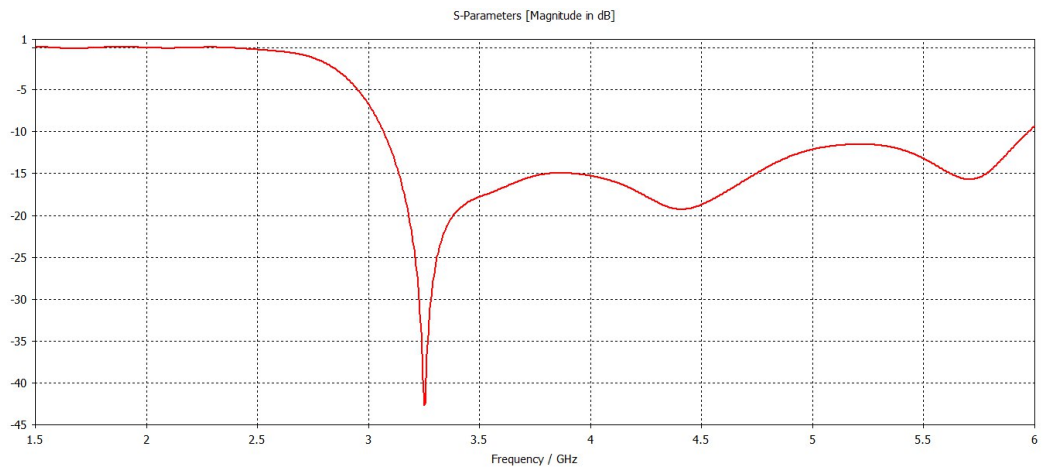


Рисунок 2.4.5 — Модуль коефіцієнта відбиття при  $a=45$  мм

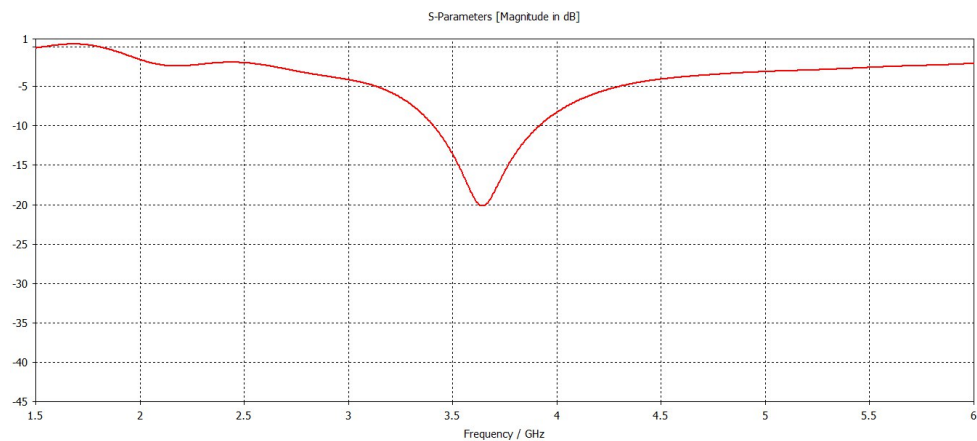


Рисунок 2.4.6 — Модуль коефіцієнта відбиття при  $a=60$  мм

Нижче описано вплив зміни розміру  $h$ , висоти встановлення патча над земляною площиною, в діапазоні від 5 мм до 12 мм, на характеристики антени.

Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата

PC71.464657.001 ПЗ

При  $h$  менше 5 мм коефіцієнт відбиття не перетинає межу -10дБ. Антена є не узгодженою в діапазоні частот, які задані ТЗ.

При  $h=5$  мм тільки починає проявлятися деяке узгодження в дуже вузькому діапазоні частот.

Коли висота розташування патча випромінювача над заземленою підкладкою збільшується до  $h=7$  мм з'являється явно виражена резонансна частота, яка =4.68 ГГц, провал КВ сягає до -42 дБ. Відносна смуга робочих частот по рівню -10 дБ доволі не широка і дорівнює  $P_v=34\%$ , рис 2.4.7.

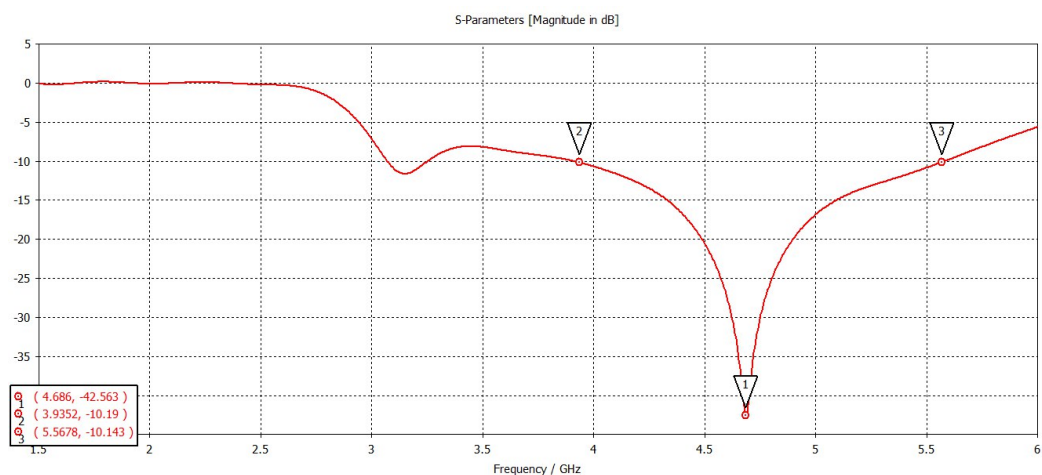


Рисунок 2.4.7 — Модуль коефіцієнта відбиття при  $h=7$  мм

При  $h=8$  ми спостерігаємо появу трьох резонансів, рис.2.4.8. Перший - виражений найбільше і знаходиться на частоті 3.17 ГГц, провал КВ до -25 дБ. Друга та третя резонансні частоти виражені не так сильно і знаходяться на частотах 4.33 ГГц та 5.6 ГГц відповідно. відносна смуга робочих частот за рівнем -10 дБ широка та дорівнює  $P_v=65\%$  ( $f_1=2.99$  ГГц,  $f_2=5.85$  ГГц).

У випадку  $h=10$  мм дві перші резонансні частоти в порівнянні з попереднім випадком нівелюються (зникають), рис.2.4.9. Спостерігається явно виражений резонанс на частоті 5.6 ГГц з провалом до -25 дБ. Смуга за рівнем -10 неширока  $P_v=11\%$  ( $f_1=5.2$  ГГц,  $f_2=5.8$  ГГц).

При  $h=12$  мм антена перестає бути узгодженою.

					<b>PC71.464657.001 ПЗ</b>	Лист
Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата		50

Проаналізувавши отриману залежність зміни коефіцієнту відбиття при зміні габаритного розміру  $w$ , ширини заземлюючих стінок, в широкому діапазоні значень отримали наступні дані.

При значенні  $w$  від 1 мм до 19 мм КВ в деяких діапазонах частот перетинає межу в -10дБ, тобто задовольняє умову хорошого узгодження та працездатності антени. Розглянемо роботу антени в діапазонах більш детально.

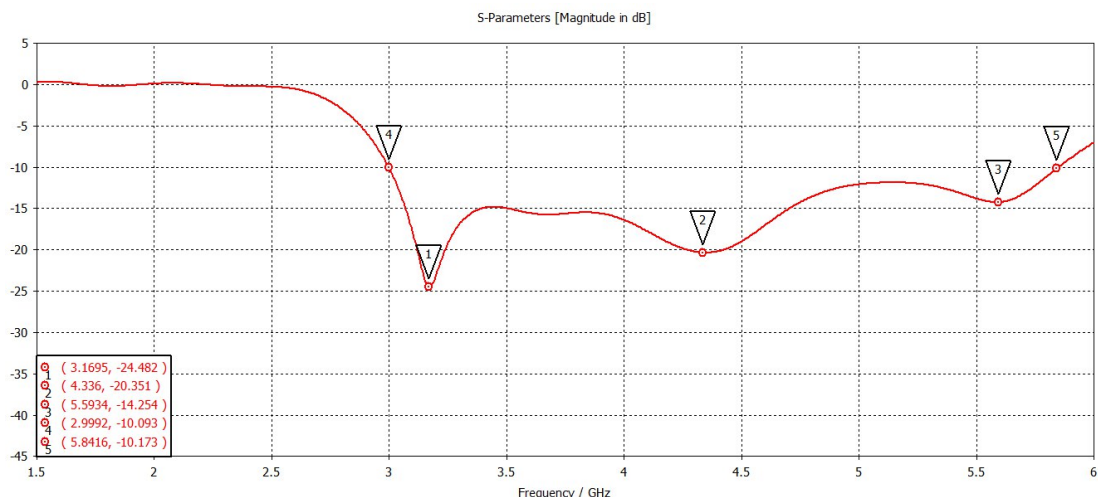


Рисунок 2.4.8 — Модуль коефіцієнта відбиття при  $h=8$  мм

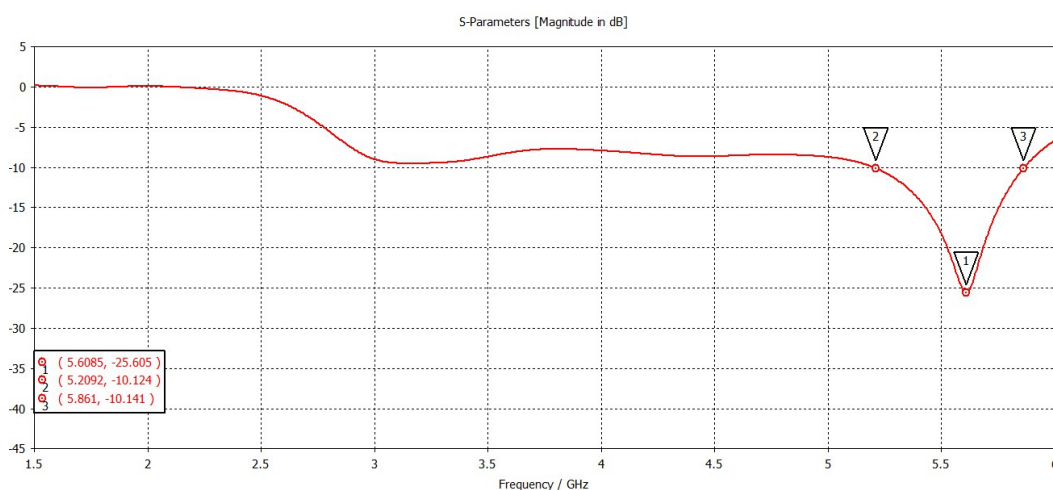


Рисунок 2.4.9 — Модуль коефіцієнта відбиття при  $h=10$  мм

Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата

PC71.464657.001 ПЗ

Лист

51

При  $w=1$  мм на графіку параметру  $S_{11}$  можна спостерігати провал, який сягає до  $-25$ дБ на частоті  $5.6$  ГГц . Робоча смуга по рівню  $-10$  дБ відносно не широка та дорівнює  $P_v=(5.85-5.11)/5.48 * 100=13.5\%$  ( $f_1=5.11$  ГГц,  $f_2=5.85$  ГГц). Також можемо бачити появу неглибокого резонансу на частоті  $4.1$  ГГц, яку також можна вважати першою робочою частотою антени, так як провал КВ сягає  $-14$ дб, а відносна смуга по рівню  $-10$   $P_v=21\%$  ( $f_1=3.77$  ГГц,  $f_2=4.66$  ГГц). Тобто при даному розміру  $w$  антену можна вважати дводіапазонною, рис.2.4.10

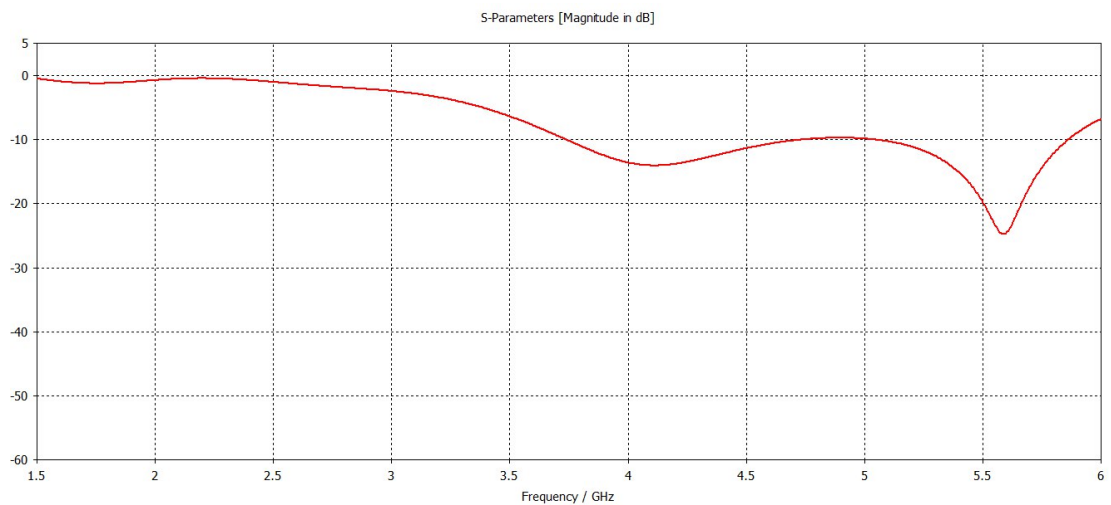


Рисунок 2.4.10 — Модуль коефіцієнта відбиття при  $w=1$  мм

При збільшенні  $w$  до  $3$  мм характеристика має такий же вигляд, лише перший резонанс на частоті  $4.1$  ГГц стає більш вираженим та провал КВ сягає до  $-16.5$  дБ. Другий резонанс на частоті  $5.6$  ГГц, навпаки, стає менш вираженим. Мінімальний коефіцієнт відбиття становить  $-19.9$  дБ.

Характеристика антени при подальшій зміні  $w$  від  $4$  мм до  $8$  мм по формі залишається такою ж, лише змінюються значення КВ на резонансних частотах. Перший резонанс з кожним кроком стає більш вираженим, коли другий - нівелюється.

І при  $w=9$  мм можемо спостерігати що провал КВ сягає до  $-45$  дБ при тому що резонансна частота змістилася з  $4.1$  ГГц на  $4.12$  ГГц. З отриманого

Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата

графіку антену з габаритним розміром  $w=9$  мм можна вважати широкосмуговою, так як в діапазоні від  $f_1=3.4$  ГГц до  $f_2=5.87$  ГГц, відносна смуга частот  $P_v=53\%$ , КВ лежить нижче значення межі  $-10$ дБ . Хоча на частоті  $5.1$  ГГц його значення лише  $-10.7$ дБ, що є не дуже задовільним, рис.2.4.11.

У випадку  $w=11$  мм третя (найвища) резонансна частота залишається незмінною, резонанс який був при  $w=9$  мм на частоті  $4.12$  ГГц змістився на частоту  $4.24$  ГГц, а провал КВ зменшується до  $-23$  дБ. Також можемо спостерігати появу ще однієї більш низької резонансної частоти, яка дорівнює  $3.11$  ГГц, провал КВ до  $-15$  дБ. Всі три резонансні частоти об'єднуються в одну смугу, антена стає ще більш широкосмуговою ( $f_1=2.96$  ГГц,  $f_2=5.85$  ГГц). Тобто  $P_v=66\%$ . Максимальний КВ в робочому діапазоні частот сягає  $-11.5$  дБ, що є більш прийнятним ніж в попередньому випадку, рис.2.4.12.

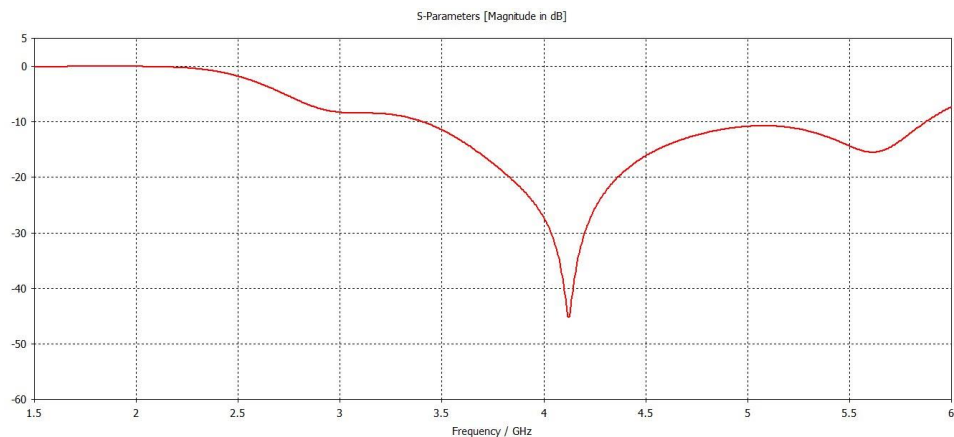


Рисунок 2.4.11 — Модуль коефіцієнта відбиття при  $w=9$  мм

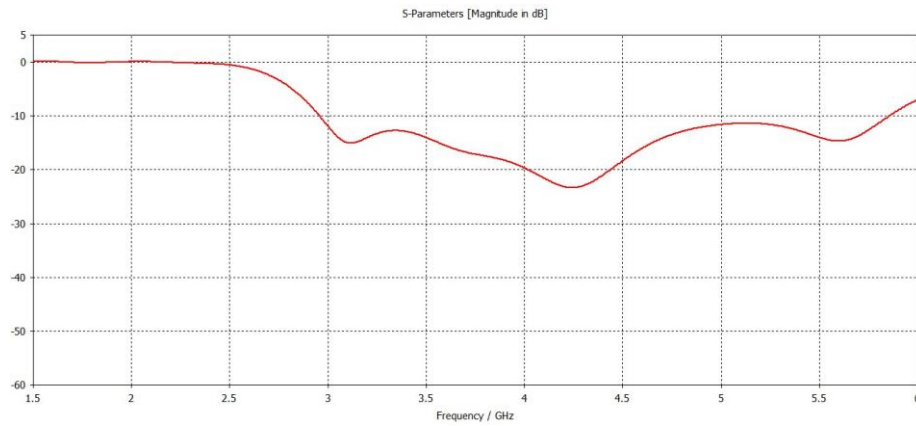


Рисунок 2.4.12 — Модуль коефіцієнта відбиття при  $w=11$  мм

Коли параметр  $w$  дорівнює значенню 12 мм перший резонанс стає більш вираженим та зміщується з частоти 3.11 ГГц на частоту 3.18 ГГц. Провал другого резонансу зменшується, а третій резонанс залишається незмінним. Смуга робочих частот майже рівна, але все ж менша порівняно з попереднім варіантом, а максимальний коефіцієнт відбиття в робочій смузі не перевищує -12 дБ (що на 0.5 дБ краще, ніж в попередньому варіанті  $w = 11$ ), рис.2.4.13.

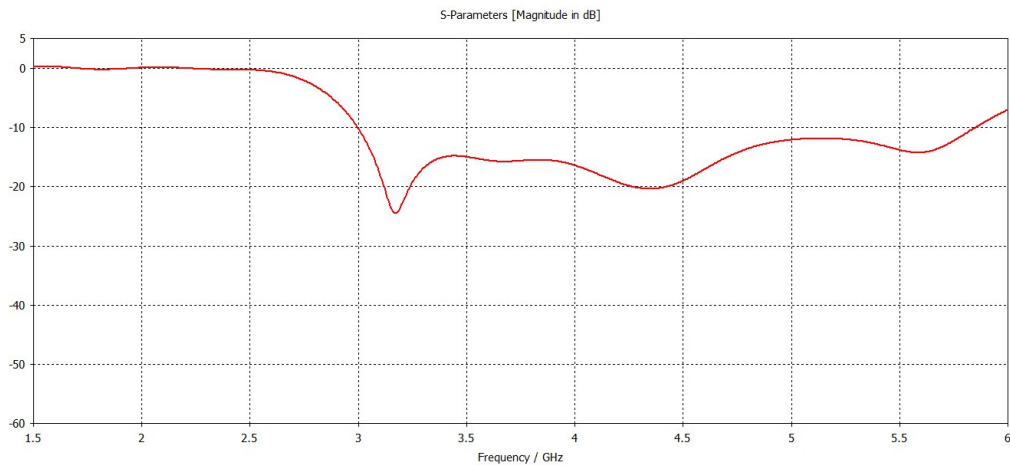


Рисунок 2.4.13 — Модуль коефіцієнта відбиття при  $w=12$  мм

При подальшому збільшенні параметру до 13 мм суттєвих змін не відбувається. Перша резонансна частота зміщується до 3.23 ГГц, відносна

Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата

PC71.464657.001 ПЗ

робоча смуга звужується, максимальний КВ в робочій смузі становить -12.3 дБ.

Якщо і далі збільшувати розмір  $w$  від 14 мм та більше, спостерігаємо серйозне зменшення значення робочої смуги частот, так як зникає перший резонанс, другий зміщується вгору по частоті та майже об'єднується з третім. Після значення параметру  $w = 17$  мм смуга продовжує звужуватися, а КВ у всьому діапазоні розрахунку - зростати. Вище  $w = 21$  мм антена є не узгодженою.

Отже, для оптимального широкосмугового варіанту виконання антени можна використовувати значення параметру  $w=11$  мм або  $w = 12$  мм, в залежності від того, яка характеристика є більш принциповою :широкосмуговість антени чи максимальний КВ в робочій смузі.

Зміну параметру  $s$  розглянемо в діапазоні значень від 2.5 мм до 13 мм.

При значенні параметру  $s=2.5$  мм спостерігаємо резонанс на частоті 4.75 ГГц з провалом КВ до -13 дБ, робоча смуга доволі вузька, рис 2.4.14.

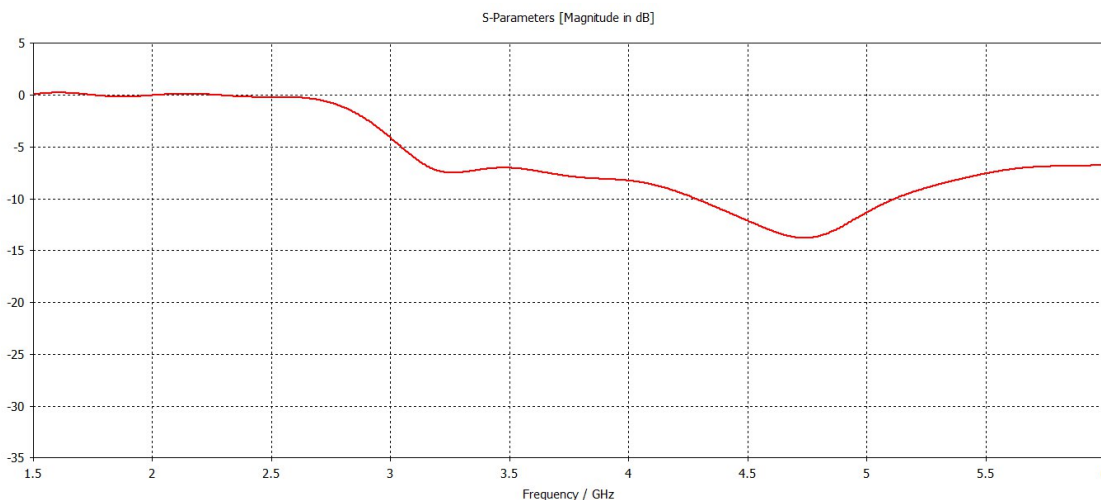


Рисунок 2.4.14 — Модуль коефіцієнта відбиття при  $s=2.5$  мм

Значення при  $s=3.5$  мм другий резонанс який проявився у попередньому випадку зміщується на частоту 4.47 ГГц і стає більш вираженим. Також з'являється резонанс на частоті 3.17 ГГц та натяк на

Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата

PC71.464657.001 ПЗ

третій резонанс на частоті 5.55 ГГц. Всі три резонанси по рівню КВ -10 дБ об'єднуються в одну широку робочу смугу Пв=62% ( $f_1=3.05$  ГГц,  $f_2=5.8$  ГГц) Максимальний КВ в цій смузі= -11.5, рис.2.4.15

При значенні параметру  $c=4$  мм перший резонанс на частоті 3.17 стає більш вираженим та провал КВ сягає до -25 дБ . Другий резонанс залишається на тому ж рівні проте зміщується на частоту 4.36 ГГц . Третій резонанс стає явно вираженим на частоті 5.56. Всі три резонанси залишаються об'єднаними між собою . Смуга ще трохи розширюється та становить 64% ( $f_1=3$  ГГц,  $f_2=5.85$  ГГц). Максимальний КВ в смузі має значення -12 дБ.

Коли параметер  $c$  становить 5 мм провал КВ третього резонансу на частоті 5.55 ГГц сягає до -32 дБ, рис.2.4.16. Перший та другий резонанси стають менш вираженими та наближаються один до одного. З'являється розділення робочого діапазону на дві смуги. Перша Пв1 =47% ( $f_1= 2.99$  ГГц,  $f_2=4.82$  ГГц). Пв2=15% ( $f_1=5$  ГГц,  $f_2=5.79$  ГГц).

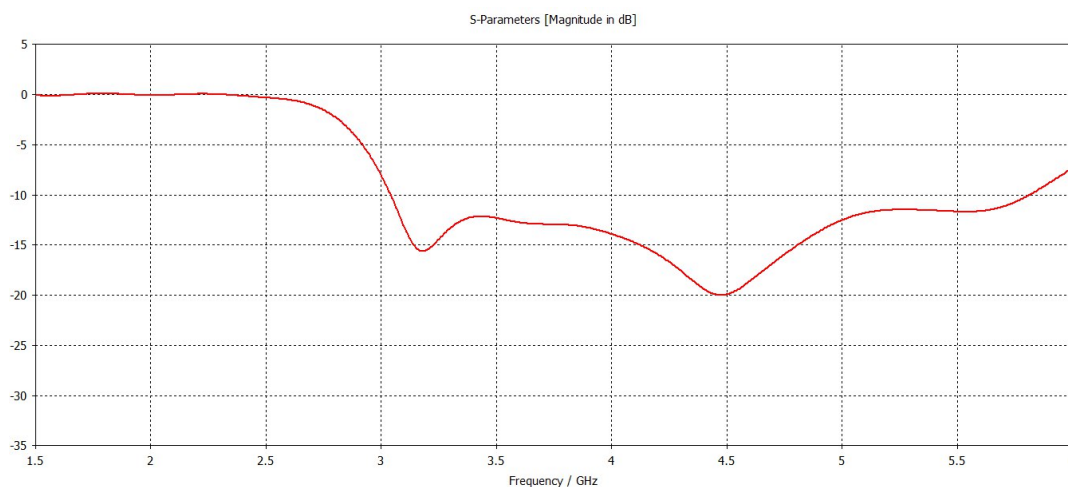


Рисунок 2.4.15 — Модуль коефіцієнта відбиття при  $c=3.5$  мм

Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата

PC71.464657.001 ПЗ

Лист  
56

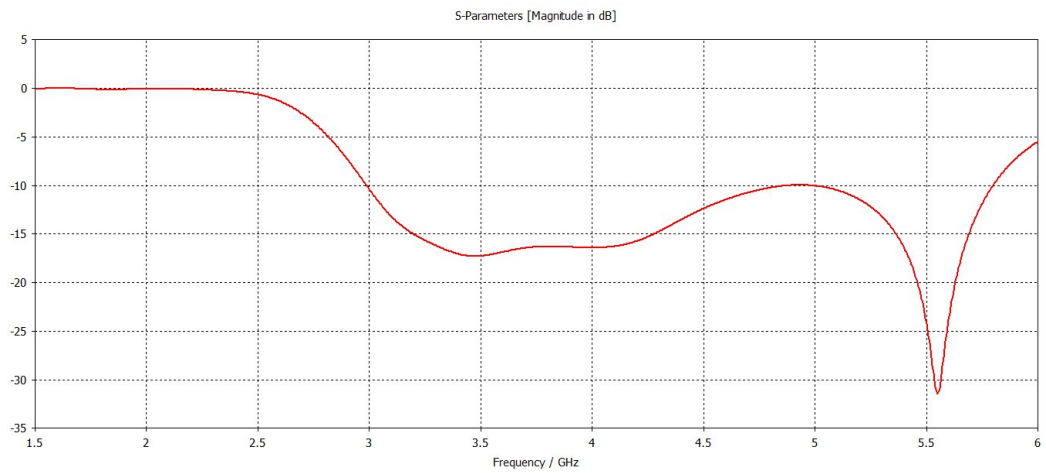


Рисунок 2.4.16 — Модуль коефіцієнта відбиття при  $c=5$  мм

При подальшому збільшенні значення параметру  $c$  від 5.5 мм та вище КВ в робочих смугах збільшуються, а робочі смуги відповідно звужуються. При значенні  $c = 6.5$  мм перший робочий діапазон зникає, а при  $c=9$  межу узгодження в -10дб перетинає КВ на другій резонансній частоті, антена переходить в неробочий стан.

#### Зміна розмірів підкладки заземлення

При розмірах металевої заземленої основи 60x60 мм антена має одну з двох явно виражену резонансну частоту 3 ГГц з провалом КВ до -30 дБ з вузькою смугою, яка дорівнює  $P_v = 8\%$  ( $f_1=2.9$  ГГц,  $f_2=3.15$  ГГц). та другу резонансну частоту 4 ГГц, зі смугою  $P_v=23\%$  ( $f_1= 3.64$  ГГц,  $f_2=4.59$  ГГц), рис.2.4.17. Також з'являється натяк на третій резонанс на частоті приблизно 5.54 ГГц, який не перетинає межу -10 дБ. При збільшенні розмірів основи від 80x80 мм до 180x180 мм характеристика КВ майже не змінюється прослідковується наступна закономірність: явно виражені три резонанси, які по рівню -10 дБ об'єднані в одну широку смугу, рис.2.4.18.

Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата

PC71.464657.001 ПЗ

Лист

57

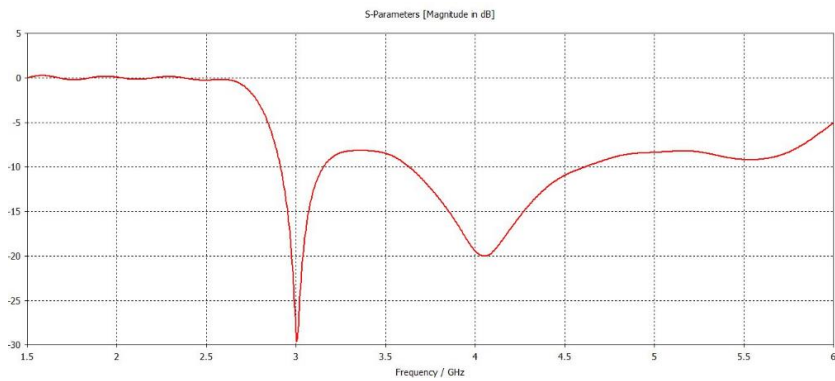


Рисунок 2.4.17 — Модуль коефіцієнта відбиття при розмірах підкладки заземлення 60x60 мм

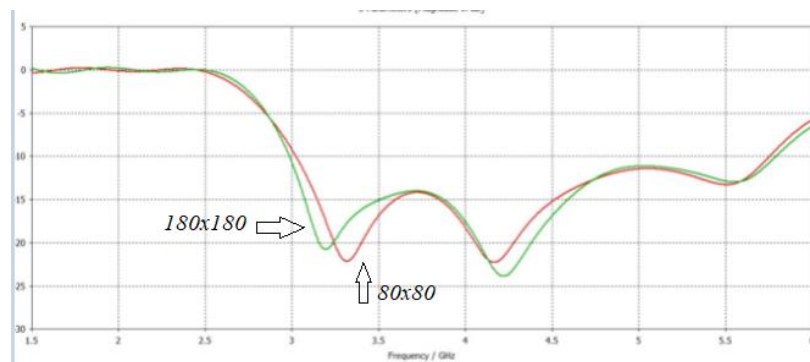


Рисунок 2.4.17 — Модуль коефіцієнта відбиття при розмірах підкладки заземлення 80x80 мм та 180x180 мм

Чим більші розміри основи тим ширшою стає смуга, але в той же час максимальний рівень КВ в робочій смузі також збільшується. При 80x80 Пв=63% ( $f_1=3$  ГГц,  $f_2=5.75$  ГГц). При 180x180 Пв=64% ( $f_1=2.98$  ГГц,  $f_2=5.78$  ГГц). Максимальний КВ в смузі при 80x80 мм становить -11.43, а при 180x180 мм -11.14 .

Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата

### 3. ДРУКОВАНА МІКРОСМУЖКОВА НИЗЬКОПРОФІЛЬНА АНТЕННА РЕШІТКА 5x5

#### 3.1 Модель нескінченної решітки

Всі антенні решітки в реальності є кінцевими. Але, тим не менше, деякі антенні решітки можуть мати понад 1000 елементів. Дослідження електродинамічних характеристик кожного елемента в таких решітках є надзвичайно складним та трудомістким. Для кожного елемента антенної решітки його коефіцієнт відбиття та характеристик випромінювання напряму залежать від оточення елемента в антенній решітці. Тому збільшення кількості елементів в решітці призводить до зміни характеристик окремих елементів. Ступінь цих змін залежить від типу елементів, положення елемента в решітці і його оточення. Елементи, розташовані біля краю решітки [9].

Якщо розміри антенної решітки монотонно збільшувати, то згодом характеристики її центральних елементів слабо змінюватися, і коли решітка стане досить великою цими змінами можна буде знехтувати. В цьому випадку можемо вважати, що центральні елементи решітки знаходяться в оточенні нескінченної антенної решітки.

Модель нескінченної решітки розглядають як періодичну структуру, для дослідження якої існують різні аналітичні методи. Якщо така решітка збуджується рівномірно, то досить розрахувати розподіл поля тільки в одному елементі. При такому підході ефекти взаємного зв'язку враховуються автоматично. Знаючи характеристики для нескінченної антенної решітки, можна отримати якісні результати, що пояснюють деякі аспекти поведінки кінцевих антенних решіток, якщо ці решітки виконані з тих же елементів [9].

Нескінченні антенні решітки являють собою гарну наближену модель для кінцевих решіток великих розмірів. При розгляді даного

					<b>РС71.464657.001 ПЗ</b>	Лист
Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата		59

методу для невеликих антенних решіток велике значення має те, як впливають крайові елементи на характеристики решітки.

Також у реальній конструкції потрібно прораховувати кількість елементів навколо центрального елемента, щоб його поведінка відповідала поведінці випромінювача в нескінченній антенній решітці.

Розрахувати роботу випромінювача у складі нескінченної антенної решітки можна за допомогою граничних умов, вбудованих у CST Microwave Studio.

Побудувавши одиничний випромінювач досліджуваної антени у складі нескінченної антенної решітки було отримано наступні його характеристики.

З аналізу с параметрів можна спостерігати декілька резонансних частот нескінченної моделі випромінювача: перший явно виражений резонанс з'являється на частоті 2.6 ГГц , так як рівень параметру S11 досягає лише -7дБ то його ми можемо не розглядати(вважаємо паразитним), рис.3.1.1.

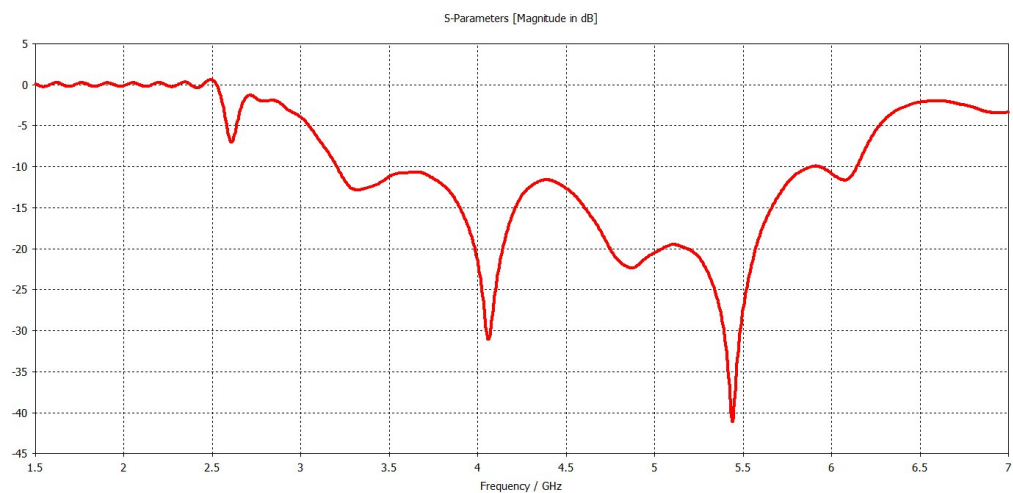


Рисунок 3.1.1 — Модуль коефіцієнта відбиття математичної моделі

Вище по частоті починаючи з 3.2 ГГц по 5.9 ГГц можемо спостерігати робочу смугу частот випромінювача КВ в якій задовільняє умову нижче -10 дБ. Відносна робоча смуга є доволі

					<b>PC71.464657.001 ПЗ</b>	Лист
Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата		60

широкою та дорівнює  $\Pi=59\%$  ( $f_1=3.2$ ,  $f_2=5.9$ ). В робочій смузі графік КВ є нерівномірним та при деяких значень частоти сягає до  $-10.65$  що не є хорошим результатом. Також в цій смузі бачимо два явно виражених резонанси на частотах  $4.06$  та  $5.4$  ГГц, провал КВ в яких відповідно сягає  $-31$  та  $-41$ дБ.

Всі діаграми спрямованості мають вигляд тороїда з екраном, тобто ДС будується лише вище площини антени(знизу відрізається), рис.3.1.2.

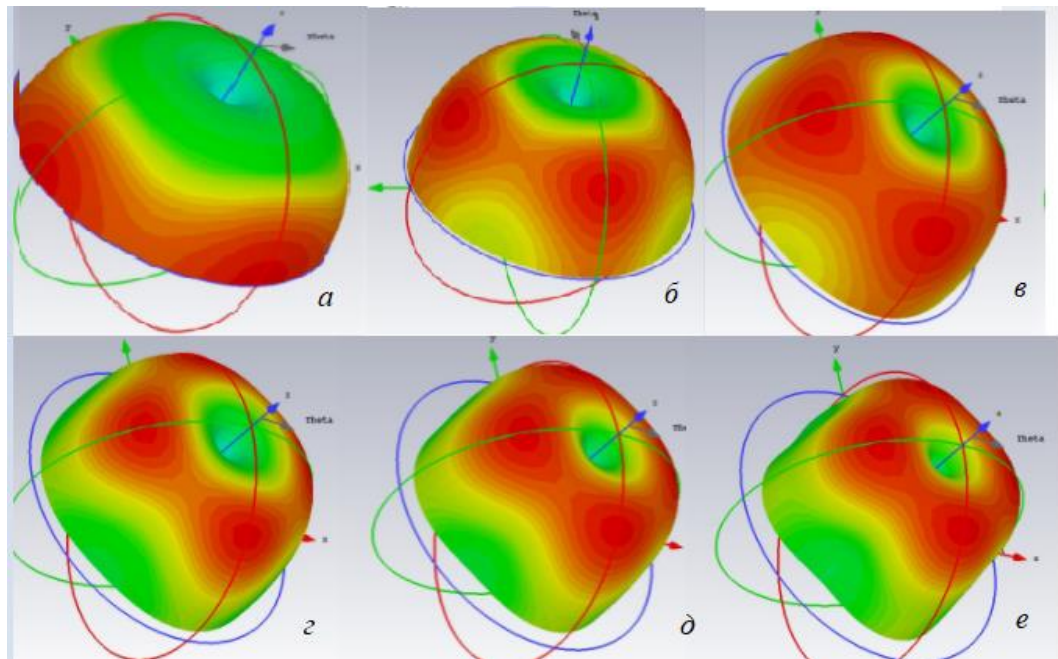


Рисунок 3.1.2 — ДС математичної моделі на частоті а)3 ГГц; б) 3.5 ГГц; в) 4 ГГц; г) 4.5 ГГц; д)5 ГГц; е)5.5 ГГц.

Проте про діаграми спрямованості, при розрахунках нескінченної моделі говорити не коректно, тому остаточний результат можна отримати при розрахунку антенної решітки.

### 3.2. Створення антенної решітки.

Оптимальним варіантом для розрахунку та оптимізації широкопasmових решіток є розрахунок за допомогою методу скінченних

Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата

різниць у часовій області (Finite Difference Time Domain). Обчислення даним методом вбудовано в програмний пакет CST Microwave Studio.

На основі випромінювача розрахованого для нескінченної решітки створюємо решітку скінченних розмірів. Така решітка максимально наближена до реальної, оскільки в ній буде враховуватися вплив від крайових елементів. Створена модель зображена на рис. 3.2.1

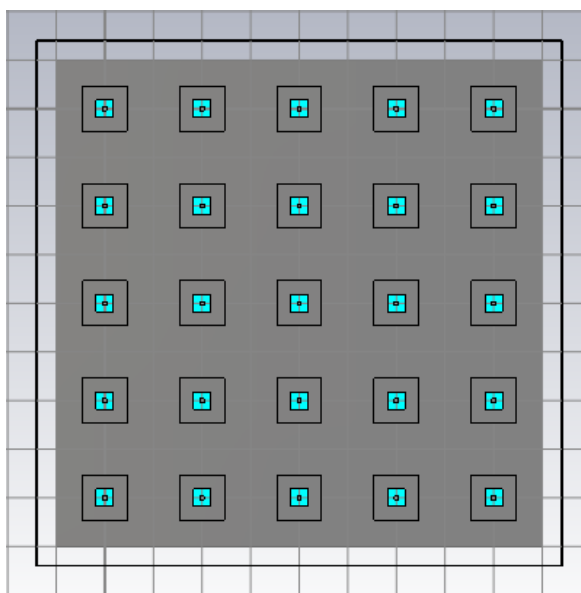


Рисунок 3.2.1 — Конструкція антенної решітки

Для одержання антенної решітки з характеристиками, що задовольняють ТЗ, необхідно визначити оптимальну відстань між елементами решітки. Шляхом оптимізації та дослідженням варіантів за допомогою математичного апарату було обрано відстань між елементами 100 мм. В результаті отримали антенну решітку розміром 5x5 елементів.

Для живлення елементів було обрано коаксіальний зонд, як і для одиничного випромінювача. Кожний елемент антенної решітки живиться окремо.

### 3.3 Розрахунок характеристик антенної решітки

					<b>PC71.464657.001 ПЗ</b>	Лист
Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата		62

Проаналізуємо результати після розрахунку даної антенної решітки.

З результатів зображених на рис. бачимо, що характер зміни КВ з частотою середнього елемента антенної решітки гірший в порівнянні з характеристиками КВ окремого випромінювача, рис. 3.3.1. Робоча смуга пропускання по рівню -10 дБ стала вузкою та становить  $\Pi=53\%$  ( $f_1=3.45$  ГГц,  $f_2=5.97$  ГГц).

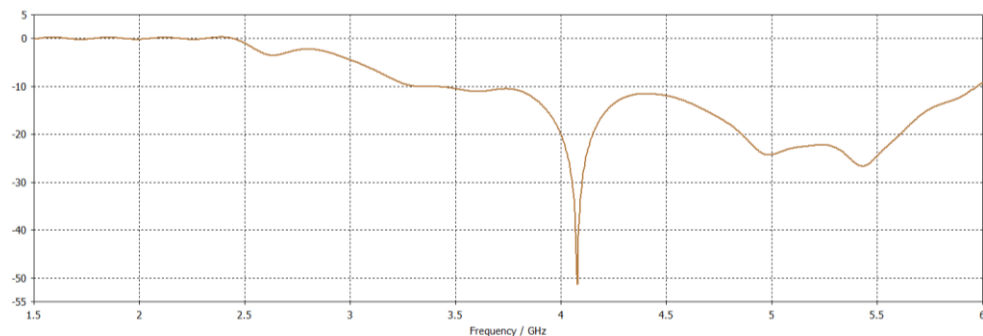


Рисунок 3.3.1 — Модуль коефіцієнта відбиття центрального елемента антенної решітки

При цьому в даній смузі коефіцієнт відбиття досягає рівня -10.5 дБ на частоті 3.75 ГГц та -11.5 дБ на частоті 4.4 ГГц. В загальному можна сказати що характеристика КВ має один явно виражений провал до -51 дБ на частоті 4.1 ГГц та два менш виражені провали на частотах 4.98 ГГц та 5.43 ГГц. Ця залежність дещо схожа (повторює) залежність для окремого елемента. Перший резонанс є досить вираженим, але так як він є вузькосмуговим то між першим та другим резонансом антена погано узгоджена, тому в ідеальному випадку можна сказати, що антена решітка має дві гарно узгоджені робочі смуги частот, які по рівню -15 дБ дорівнюють  $\Pi_1=7\%$  ( $f_1=3.93$  ГГц,  $f_2=4.21$  ГГц) та  $\Pi_2=20\%$  ( $f_1=4.68$  ГГц,  $f_2=5.73$  ГГц).

Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата

PC71.464657.001 ПЗ

Діаграми спрямованості мають погані характеристики, рис.3.3.2. В усіх випадках зформувалися значні бокові пелюстки спрямовані в просторі в різні напрямки, Головні пелюстки критично звужилися та мають підсилення лише в незначній частині. Також при збільшенні частоти в ДС з'являються значні провали, проте при будь яких умовах та конфігураціях антени залишається глобальний мінімум, рис.3.3.3.

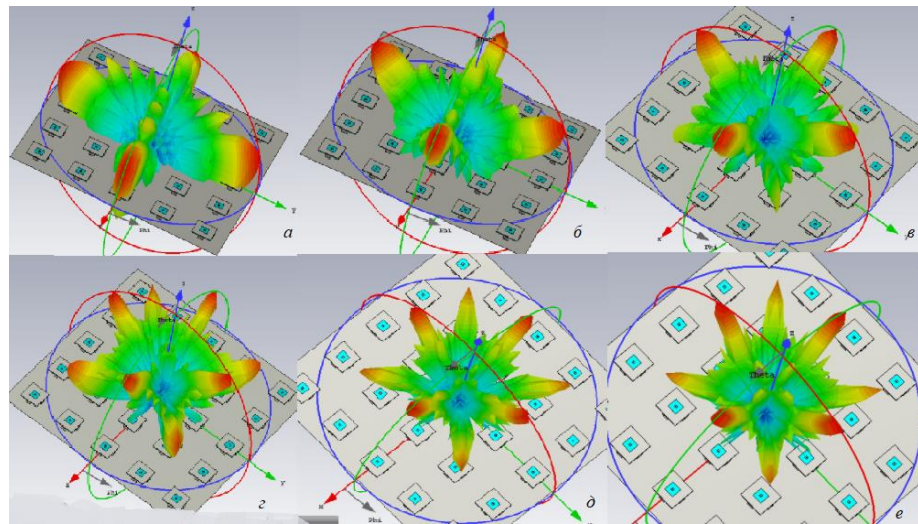
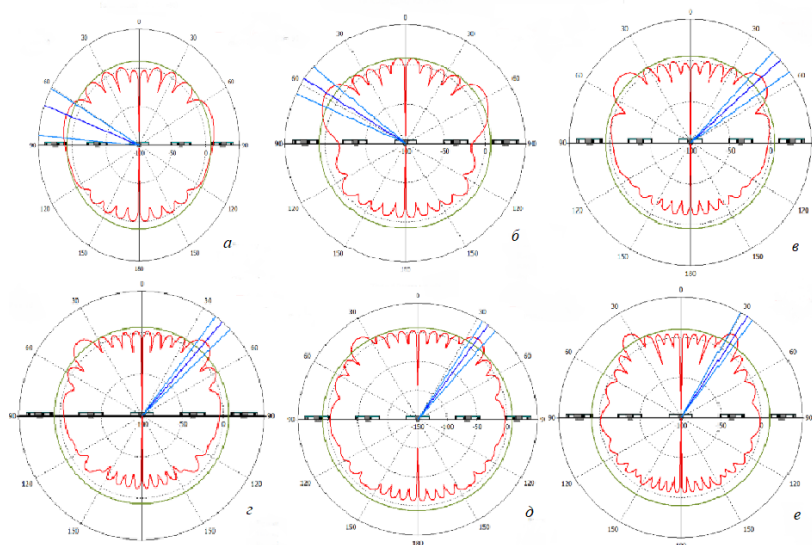


Рисунок 3.3.2 — Діаграма спрямованості антенної у тривимірному просторі на різних частотах: а) 3 ГГц; б) 3.5 ГГц; в) 4 ГГц; г) 4.5 ГГц; д) 5 ГГц; е) 5.5 ГГц.



Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата

РС71.464657.001 ПЗ

Лист

64

Рисунок 3.3.3 — Діаграма спрямованості антенної в  $E(H)$ - площині на різних частотах: а) 3 ГГц; б) 3.5 ГГц; в) 4 ГГц; г) 4.5 ГГц; д) 5 ГГц; е) 5.5 ГГц.

Тому в подальшому потрібно дослідити зміни характеристик АР змінюючи фази живлення кожного елемента решітки дотримуючись деяких закономірностей, для досягнення найкращого результату.

					<b>РС71.464657.001 ПЗ</b>	<i>Лист</i>
<i>Зм.</i>	<i>Лис</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>		65

## ВИСНОВКИ

В бакалаврській роботі зроблено наступне.

1. Проведено огляд конструкції та характеристик мікросмужкових антен та огляд деяких широкосмужкових мікросмужкових антен

2. Було обрано прототип широкосмужкової мікросмужкової антени.

3. Оптимізовано та розраховано одиничний випромінювач.

4. Оскільки дані елементи антени придатні для створення антенних решіток, було визначено допуски виготовлення.

5. Створено та досліджено нескінчену математичну модель випромінювача

6. Створено антену решітку розміром  $5 \times 5$ , розраховано її характеристики та розроблена конструкція. Розраховані характеристики вказують на широкосмужковість АР, добре узгодження центрального елемента в смузї частот визначеною в ТЗ.

7. Визначено необхідність подальшого дослідження та оптимізації конструкції антенної решітки для покращення її характеристик та досягнення найкращого результату, зокреме покращення діаграми спрямованості.

					<b>РС71.464657.001 ПЗ</b>	Лист
Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата		66

## ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. Mehta, A.; Mirshekar-Syahkal, D.; Nakano, H. (2006). "Beam adaptive single arm rectangular spiral antenna with switches". *Microwaves, Antennas and Propagation (IEE Proceedings)*. 153 (1): –18. doi:10.1049/ip-map:20050045
2. Asad, M.; Gilani, J.; Khalid, A.; Iqbal, M.S. (2010). "Optimizing the Q factor of a square spiral antenna". *PACCS*: 227–230.
3. Stutzman W. and Davis B. *Antennas for Wireless Communications – Basic Principles and System Applications*. – Virginia Tech Antenna Group. – June 9, 2006
4. M. K. Kärkkäinen, "Meandered Multiband PIFA with Coplanar Parasitic Patches", *IEEE Microwave Wireless Components Letters*, Vol. 15, N°10, pp. 630-150, April 2004.
5. Yee K.S. Numerical Solution of Initial Boundary-Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media. – *IEEE Trans. Ant. Prop.*, 1996, v. AP-14, №5, p.302–307.
6. <https://ru.freejournal.org/index.php/1803469/1/metod-konechnykh-raznostey-vo-vremennoy-oblasti.html>
7. S J Lin ,J S Row “Monopolar patch antenna with dual band and wideband operations” *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 56 No.3, pp. 900–904, March, 2008
8. Y. S. Wu and F. J. Rosenbaum, “Mode chart for microstrip ring resonators,” *IEEE Trans Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-21, pp. 487–489, Jul. 1973
9. [https://scask.ru/j\\_book\\_far.php?id=48](https://scask.ru/j_book_far.php?id=48)

					<b>PC71.464657.001 ПЗ</b>	<i>Лист</i>
<i>Зм.</i>	<i>Лис</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>		67

## ДОДАТОК А

Технічні вимоги на широкосмугову низькопрофільну мікросмужкову антену, що буде розроблятися приведені в таблиці 1.1.

Таблиця 1.1 – Технічні вимоги на широкосмугову мікросмужкову антену що буде розроблятися

1.	Робочий діапазони частот, ГГц	3.5 – 5.5
2.	Поляризація	лінійна
3.	Ширина головного пелюстка діаграми спрямованості	15°
4.	Коефіцієнт підсилення не менше, дБ	15 дБ
5.	КСХН у робочих діапазонах не вище	2
6.	Тип роз'єму	СР-50
7.	Вхідний опір, Ом	50
8.	Максимальна вхідна потужність, Вт	10
9	Максимальні розміри антени, мм	500 x 550 x 39
10.	Умови експлуатації: Діапазон робочих температур, °С вологість, %	-50...50 30..100

Розробка широкосмугової мікросмужкової антени є доволі складною комплексною технічною задачею, яка може бути розв'язана шляхом детального дослідження та аналізу різних конструкцій мікросмужкових випромінювачів із застосуванням сучасних електродинамічних методів.