

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»

Факультет інформаційної безпеки та електронних комунікацій
(повне найменування факультету)

Кафедра радіотехніки та телекомунікацій
(повне найменування кафедри)

Пояснювальна записка

до дипломного проєкту (роботи)
магістра

(ступінь вищої освіти)

на тему: **СПІРАЛЬНІ АНТЕНИ НА ОСНОВІ МЕТАСТРУКТУР**

Виконав(ла): студент(ка) 2м курсу, групи БК-212м

Спеціальності _____

172 «Телекомунікації та радіотехніка»

(код і найменування спеціальності)

Освітня програма (спеціалізація) _____

«Радіотехніка»

Баранов Віктор Андрійович

(ПРИЗВИЩЕ та ініціали)

Керівник БУГРОВА Тетяна Іванівна

(ПРИЗВИЩЕ та ініціали)

Рецензент КАСЬЯН Микола Миколайович

(ПРИЗВИЩЕ та ініціали)

2023 рік

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»
(повне найменування закладу вищої освіти)

Факультет Інформаційної безпеки та електронних комунікацій
 Кафедра Радіотехніки та телекомунікацій
 Ступінь вищої освіти магістр
 Спеціальність 172 «Телекомунікації та радіотехніка»
(код і найменування)
 Освітня програма (спеціалізація) Радіотехніка
(назва освітньої програми (спеціалізації))

ЗАТВЕРДЖУЮ

В.о. завідувача кафедри РТТ
 к.ф.-м.н., доц. Сергій САМОЙЛИК
 « » грудня 2023 року



З А В Д А Н Н Я
НА ДИПЛОМНИЙ ПРОЄКТ (РОБОТУ) СТУДЕНТА

БАРАНОВУ Віктору Андрійовичу

(ПРИЗВИЩЕ, ім'я, по батькові)

1. Тема проєкту (роботи) Спіральні антени на основі метаструктур
- керівник проєкту (роботи) к.т.н., доцент БУГРОВА Тетяна Іванівна
(науковий ступінь, вчене звання, ПРИЗВИЩЕ, ім'я, по батькові)
- затверджені наказом закладу вищої освіти від "14" листопада 2023 року № 443
2. Строк подання студентом проєкту (роботи) 15 грудня 2023 року
3. Вихідні дані до проєкту (роботи) Здійснити проектування та моделювання адаптера для узгодження комп'ютера з радіостанцією (трансивером) з метою здійснення електричного зв'язку між ними.
4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) Створення та дослідження конструкції архімедової спіральної антени на частотах 1...2,5 ГГц та спіральної антени на основі імпедансної метаструктури в середовищі HFSS, проектування та дослідження характеристик узгодження, імпедансу антен, розрахунок ближнього поля збудження антен та діаграм спрямованості в дальній зоні на частотах 17...20 ГГц.
5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень)
Презентація роботи в Microsoft PowerPoint

6. Консультанти розділів проєкту (роботи)

Розділ	ПРИЗВИЩЕ, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	прийняв виконане завдання
1-4	БУГРОВА Т.І., доцент каф. РТТ		
Нормоконтроль	МОРОЗ Г.В., ст. викладач каф. РТТ		

7. Дата видачі завдання «04» вересня 2023 року.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів дипломного проєкту (роботи)	Строк виконання етапів проєкту (роботи)	Примітка
1	Огляд літератури та постановка задачі	2 тижні	виконано
2	Створення та дослідження проєкту спіральної антени в HFSS	3 тижні	виконано
3	Моделювання та розрахунок ближнього поля	2 тижні	виконано
4	Розрахунок діаграм спрямованості	1 тиждень	виконано
5	Дослідження показників узгодження	1 тиждень	виконано
6	Тестування розробки	1 тиждень	виконано
7	Оформлення ПЗ і презентації	1 тиждень	виконано
8	Захист роботи	1 день	виконано

Студент(ка)


 (Підпис)

 Віктор БАРАНОВ
 (ім'я, прізвище)

Керівник проєкту (роботи)


 (Підпис)

 Тетяна БУГРОВА
 (ім'я, прізвище)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка до магістерської роботи: 57 с., 1 табл., 34 рис., 19 джерел.

СПІРАЛЬНА АНТЕНА, ДІАГРАМА СПРЯМОВАНOSTІ, ГОЛОВНА ПЕЛЮСТКА, МЕТАМАТЕРІАЛ, БІЧНІ ПЕЛЮСТКИ, ПОВЕРХНЕВИЙ ІМПЕДАНТ, ЕФЕКТИВНІСТЬ, ПІДСИЛЕННЯ, HFSS, ДАЛЬНЄ ПОЛЕ, БЛИЖНЄ ПОЛЕ, АПЕРТУРА, МОДУЛЯЦІЯ, ГОЛОГРАФІЧНА СПІРАЛЬ.

В роботі проводиться дослідження спектральних параметрів, характеристик узгодження та спрямованих властивостей широкосмугових плоских класичних спіральних антен та гостроспрямованих вузькосмугових плоских спіральних антен з модуляцією поверхневого імпедансу.

Метою роботи є створення конструкцій низькопрофільних бортових антен для повітряних та морських дронів та дослідження характеристик їх узгодження і діаграм спрямованості.

Наукова новизна полягає в аналізі не досліджених раніше конструкціях плоских спіральних антен.

Практична цінність результатів роботи полягає в тому, що всі запропоновані в роботі спіральні антени є геометрично плоскими і живляться від однієї єдиної точки. Тому можливе застосування подібних низькопрофільних антен на борту літальних апаратів, як пілотованих, так і безпілотних (БПЛА), які не порушують принцип аеродинамічної обтічності носія антени. Колова поляризація, притаманна спіральним антенам, збільшує завадозахищеність радіоканалу. А при застосуванні крос-поляризації у випадку імпедансної спіральної антени внаслідок специфічної роздвоєної форми її діаграми спрямованості в цьому випадку відкривається можливість побудови моноімпульсної РЛС.

ЗМІСТ

С.	
Скорочення та умовні позначки.....	7
Вступ.....	8
1 Основні теоретичні відомості і постановка наукових задач.....	10
1.1 Основні види спіральних антен	10
1.2 Принципи роботи спіральних антен.....	13
2 Аналіз плоскої архимедової спіралі в HFSS.....	16
2.1 Побудова на основі математичної формули.....	16
2.2 Підключення спіральних антен до кабелю.....	17
2.3 Розширення діапазону частот спіральних антен.....	18
2.4 Створення проекту в HFSS.....	18
3 Чисельні результати аналізу арифметичної спіралі в HFSS.....	22
3.1 Опис умов чисельних експериментів.....	22
3.2 3D діаграми спрямованості	22
3.3 2D діаграми спрямованості	25
3.4 Характеристики узгодження	26
4 Спіральні антени витікаючої хвилі, побудовані на основі метаструктури у вигляді модульованого поверхневого імпедансу	29
4.1 Наукові задачі в моделюванні імпедансних спіральних антен	29
4.2 Електрична поверхнева хвиля, збуджена на однорідному поверхневому імпедансі.....	31
4.3 Поле випромінювання в дальній зоні.....	35
4.4 Вплив індексу просторової модуляції поверхневого імпедансу на діаграму спрямованості антени	37
4.5 Підсилення антени	41
4.6 Антена з модульованим по товщині діелектриком на металевому екрані ...	43

4.7 Друкована голографічна антена	48
Висновки	53
Перелік джерел посилань	56

СКОРОЧЕННЯ ТА УМОВНІ ПОЗНАКИ

HFSS	–	програма електродинамічного моделювання НВЧ пристроїв та антен
БПЛА	–	беспілотний літальний апарат
ДС	–	діаграма спрямованості
ККД	–	коефіцієнт корисної дії
КП	–	коефіцієнт підсилення
КСД	–	коефіцієнт спрямованої дії
КСХ	–	коефіцієнт стоячої хвилі
НВЧ	–	надзвичайно високі частоти
ПХ	–	поверхнева хвиля
РЕБ	–	радіоелектронна боротьба
РЕР	–	радіоелектронна розвідка
РЛС	–	радіолокаційна станція

ВСТУП

В даній магістерській роботі представлено дослідження пристроїв – низькопрофільних плоских спіральних антен різних видів і технологій виготовлення для розміщення їх на борту як літальних апаратів, в тому числі, безпілотників, так і на борту морських дронів, оскільки ключовими перевагами даних антен є їх високі аеродинамічні властивості. Кращими за них в цьому сенсі є тільки плівкові еластичні конформні антени. Але це буде предметом наступного наукового дослідження.

Актуальність полягає у надзвичайній востребованості найновіших технологій в галузі керування безпілотними апаратами, в тому числі в галузі керування процесом скидів або дистанційних підривів боєприпасів на борту дрона-камікадзе. Не останнім аргументом в цій черзі вирішуваних задач стоїть і захист приймання-передавання телеметричної та аудіо- і відеоінформації від РЕР та РЕБ, а відтак, створення можливості перемикання всієї апаратури на інші діапазони хвиль з необхідністю створення техніки випромінювання для цих частотних діапазонів.

Наукова новизна полягає в тому, що за допомогою сучасних засобів електродинамічної 3D симуляції HFSS створено і проаналізовано різноманітні проекти як плоских традиційних так і іноваційних низькопрофільних імпедансних спіральних антен з модуляцією параметрів, в тому числі так званих радіоголографічних.

Практична користь полягає в тому, що у всіх запропонованих в науковій магістерській роботі конструкцій спіральних антен є їх геометрична плоскість та наявність однієї єдиної точки живлення. Ця обставина робить перспективним застосування подібних низькопрофільних антен на борту літальних апаратів, як пілотованих, так і безпілотних (БПЛА), які не порушують принцип аеродинамічної обтічності носія антени.

Завдяки використанню колової поляризації, притаманної спіральним антенам, збільшується завадозахищеність радіоканалу. А при застосуванні крос-поляризації у випадку імпедансної спіральної антени внаслідок специфічної роздвоєної форми її діаграми спрямованості в цьому випадку відкривається можливість побудови моноімпульсної РЛС.

Зі зростанням робочої частоти геометричні розміри антен стають меншими, а їх ефективність зростає, що дає можливість при незмінних потужності передавача і чутливості приймача збільшувати дальність дії. З цієї точки зору цікавим є застосування таких антен в міліметровому діапазоні хвиль.

Подальші дослідження імпедансних спіральних антен доцільно спрямувати на підвищення енергетичної ефективності випромінювання поверхневої хвилі.

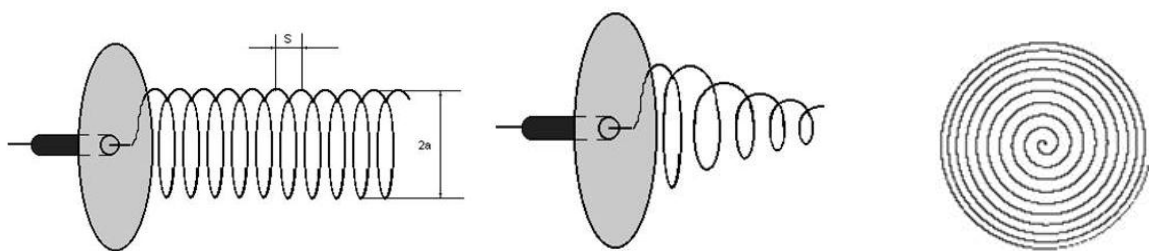
Великим драйвером у розв'язанні технічних проблем при створенні апаратури цифрових видів зв'язку є застосування штучного інтелекту ChatGPT. Він здатен оптимізувати конструкцію, взявши на себе великий об'єм рутинної роботи і полегшити розробнику його надзвичайно складну задачу створення нових проектів.

1 ОСНОВНІ ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ І ПОСТАНОВКА НАУКОВИХ ЗАДАЧ

Спіральна антена – антена рухомої хвилі, основним елементом якої є провідник у формі гвинтової лінії або спіралі. Застосовується антена для прийому і передачі на високих частотах та, як правило, має досить вузьку діаграму спрямованості. Працює в режимі колового, поперечного та, найчастіше, осьового випромінювання. Особливістю є великий вхідний опір на відміну від коаксіального кабелю. Для того, щоб узгодити їх хвильові опори, використовують узгоджувальні пристрої. Спіральна антенна відрізняється від інших спрямованих антен своєю коловою поляризацією. Для отримання такої поляризації необхідна довжина витка L повинна приблизно дорівнювати довжині однієї хвилі ($L=\lambda$).

1.1 Основні види спіральних антен

На рисунку 1.1 показано загальний вид основних типів спіральних антен.



а) циліндрична антена

б) конічна антена

в) плоска антена

Рисунок 1.1 – Основні види спіральних антен

Як відомо, однією з важливих характеристик антени є її смуга пропускання, тобто смуга частот, у межах якої забезпечується передача (прийом) без суттєвих викривлень всього спектру частот переданого (прийнятого) сигналу.

В основному ширина смуги пропускання антени визначається залежністю її вхідного опору від частоти. Ця залежність призводить до зміни величини відносної амплітуди і фази напруженості випромінюваного поля на різних частотах спектру сигналу, що при прийомі викликає спотворення останнього. При живленні антени фідером зміна її вхідного опору викликає неузгодженість, тобто появу відбитих хвиль в фідері, що призводить до нелінійності фазової характеристики фідера і до спотворення форми переданого або прийнятого сигналу.

В ідеальному випадку в необхідній смузі частот активна складова вхідного опору $R_{вх}$ постійна і реактивна складова $X_{вх}$ дорівнює нулю. Домогтися цього в досить широкій смузі практично неможливо, тому встановлюють певні допуски на зміну $R_{вх}$ і $X_{вх}$, які залежать від характеру переданого або прийнятого сигналу.

Залежність спрямованих властивостей антени від частоти також впливає на відносну величину напруженості поля в точці прийому на різних частотах спектру переданого сигналу, що також може викликати спотворення цього сигналу. Однак, звичайно, в межах необхідної смуги пропускання спрямовані властивості антени змінюються мало.

Діапазоном використання, або робочим діапазоном антени називається діапазон частот, у межах якого антена задовольняє певним технічним вимогам. Ширина робочого діапазону, а також вимоги, пропоновані в ньому до антени, можуть бути різними. Наприклад, у випадку довгохвильових і середньохвильових антен ККД їх в робочому діапазоні не повинен бути нижче певної величини, повинна бути забезпечена можливість передачі заданої потужності, на різних робочих хвилях заданого діапазону повинна бути забезпечена необхідна смуга пропускання. У разі мікрохвильових антен спрямовані властивості у всьому робочому діапазоні повинні залишатися прийнятними, вхідний опір повинно

змінюватися в допустимих межах, щоб можна було переходити з однієї робочої хвилі на іншу без перебудови конструкції антен.

Допустимі зміни вхідного опору антени в заданому діапазоні хвиль в основному визначаються необхідністю забезпечення нормальних умов роботи генератора, прийнятного ККД фідера і відсутності перенапруг у фідері. Зменшення залежності вхідного опору від частоти одночасно призводить до розширення робочого діапазону антени і до розширення її смуги пропускання. У заданому робочому діапазоні вимоги до спрямованих властивостей антени можуть бути різними. У деяких випадках основним може бути сталість напрямку максимального випромінювання, в інших – рівень бічних пелюсток, у третіх – ширина головної пелюстки тощо.

З точки зору робочого діапазону сучасні антени можна розбити на:

а) вузькосмугові (настроєні), основні параметри, яких (вхідний опір, ширина діаграми спрямованості, КСД тощо) сильно залежать від частоти, внаслідок чого ці антени можуть працювати без перебудови тільки у вузькій смузі частот (відносна смуга частот становить менше 10%);

б) широкодіапазонні, що працюють без перебудови в широкому діапазоні частот (від десяти відсотків і вище), причому їх основні параметри залежать від частоти, але значно слабкіше, ніж у налаштованих антен;

в) частотно-незалежні, основні параметри, яких теоретично не залежать від частоти.

Побудова частотно-незалежних антен засноване на принципі електродинамічної подібності, який стверджує, що при одночасній зміні довжини хвилі і всіх геометричних розмірів антени в однаковому співвідношенні (величина цього співвідношення називається масштабним множником) характеристики антени (діаграма спрямованості, вхідний опір тощо) залишаються незмінними.

У всіх частотно-незалежних антенах на даній довжині хвилі в випромінюванні бере участь тільки частина антени (активна область). При зміні

довжини хвилі ця область без зміни своїх відносних розмірів (розмірів в долях хвилі) переміщається уздовж антени.

Спіральні антени відносяться до широкодіапазонних і навіть до частотно-незалежних антен (квазічастотно-незалежних).

1.2 Принципи роботи спіральних антен

Спочатку розглянемо особливості обертової поляризації. Обертова поляризація полягає в обертанні вектора електричного поля. Причому обертання за напрямком (рисунок 1.2) може бути правим або лівим [1].

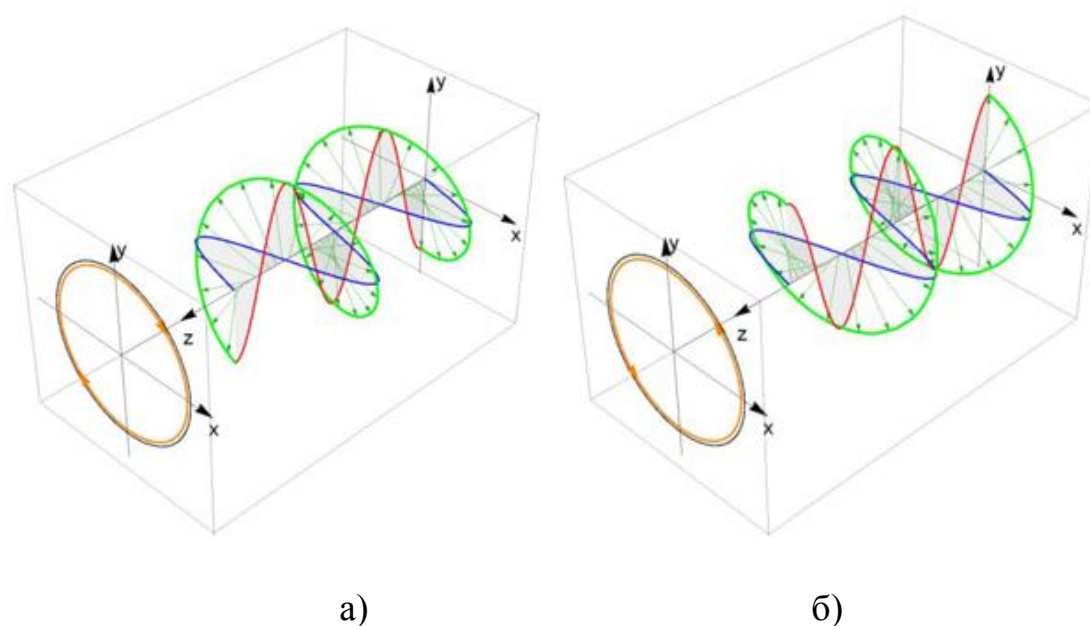


Рисунок 1.2 – Права (а) та ліва (б) колові поляризації

Обертову поляризацію можна створити декількома способами. Наприклад, можна використовувати систему з двох перпендикулярних вібраторів, сигнал в яких зсунуто на 90 градусів. Широкосмуговими є багато антен, наприклад турнікетна антена і антена Вівальді, але вони забезпечують лише лінійну поляризацію (рисунок 1.3).

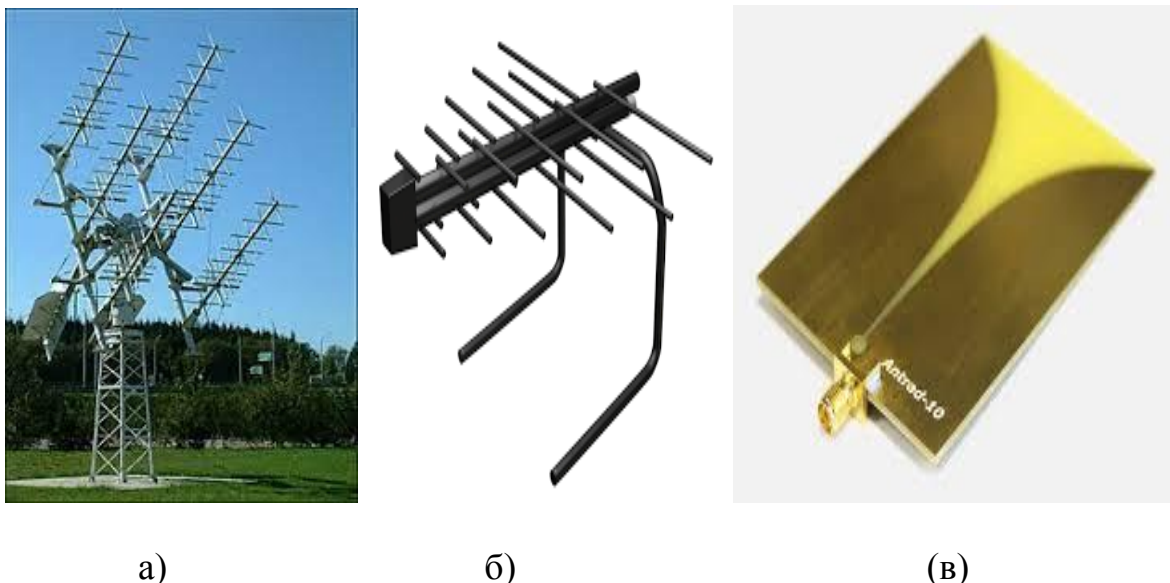


Рисунок 1.3 – Турнікетна антена (а), логоперіодична антена (б),
антена Вівальді (в)

А можна створити обертову поляризацію, направивши сигнал на круговий виток. Саме цей спосіб використовують в спіральних антенах, і зараз ми детальніше розглянемо, що відбувається всередині витка спіральної антени. У спіральних антенах довжина витка приблизно дорівнює одній довжині хвилі λ в полотні. Уявімо, що подаємо на цей виток синусоїдальний сигнал, і на початку витка у нас точка максимального потенціалу. Відповідно, через половину довжини хвилі, тобто на протилежному кінці витка отримуємо точку мінімального потенціалу. Сигнал продовжує поширюватися по полотну. Отже, точки мінімуму і максимуму потенціалу зсуваються, що призводить до обертання вектора електричного поля між цими точками [1].

Якщо спіральна антена має багато витків з різним діаметром, довжина кожного з яких дорівнює довжині своєї хвилі. В цьому випадку точки максимумів і мінімумів потенціалу у всіх витках рухаються синхронно. Але є один дуже важливий нюанс. Якщо поле витків буде синхронним, то антена буде випромінювати в коловому режимі.

Для того, щоб антена випромінювала в осьовому напрямку, нам не потрібно, щоб максимуми і мінімуми потенціалів в витках рухалися синхронно. Нам

потрібно, щоб максимум потенціалу в другому витку з'явився в потрібній точці не одночасно з першим витком, а тоді, коли електричне поле від першого витка дійде до другого, тобто з невеликою затримкою. У цьому випадку поле 1 витка і 2 витка складаються. Далі сумарне поле двох витків досягає третього витка, і тільки в цей момент максимум потенціалу в третьому витку повинен виявитися в потрібному місці. Якщо така затримка правильно реалізована, то, пройшовши вздовж усіх витків, електричне поле значно посилиться в осьовому напрямку. Цим і пояснюється вузька діаграма спрямованості спіральної антени. Для того, щоб реалізувати подібну затримку, потрібно або трохи збільшити довжину витка, або трохи підвищити частоту.

Приймальна і передавальна спіральні антени конструктивно ідентичні і взаємозамінні. Одним з властивостей сигналу з круговою поляризацією є те, що при відбитті сигналу від об'єктів його поляризація змінюється на протилежну. Тобто ліва поляризація змінюється на праву, і навпаки. Це означає, що приймальна антена не здатна приймати відбитий сигнали. Спіральні антени можуть працювати тільки в режимі прямої видимості. Але зате вони володіють видатною вузькою діаграмою спрямованості, що дуже вигідно для міжпланетних передач. Тому на багатьох космічних апаратах і планетохода встановлені саме спіральні антени.

Спіральна антена створює обертове поле за допомогою витків суцільного полотна, турнікетна антена створює таке ж обертове поле за допомогою окремих перпендикулярних вібраторів. У режимі колового випромінювання поляризація сигналу збігається з поляризацією елементарних випромінювачів. В даному випадку поляризація сигналу буде горизонтальною. І приймати такий сигнал можна за допомогою звичайного горизонтального диполя.

2 АНАЛІЗ ПЛОСКОЇ АРХИМЕДОВОЇ СПІРАЛІ В HFSS

2.1 Побудова на основі математичної формули

Розглянемо плоску архимедову спіральну антену [2].

Арифметична спіраль виконується у вигляді плоских металевих стрічок або щілин в металевому екрані (рисунок 2.1).

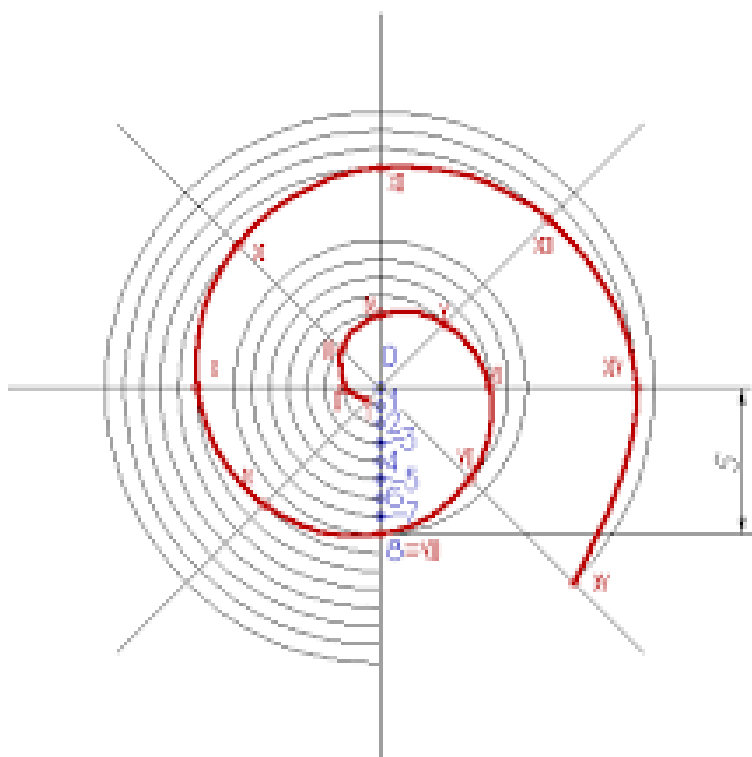


Рисунок 2.1 – Плоска арифметична спіраль

Рівняння цієї спіралі в полярних координатах

$$p = a\varphi + b, \quad (2.1)$$

де p – радіус-вектор, відлічуваний від полюса O ;

a – коефіцієнт, що характеризує приріст радіус-вектора на кожну одиницю збільшення полярного кута φ ;

b – початкове значення радіус-вектора.

Спіраль може бути одно/двозаходною. Якщо спіраль двозаходна, то для стрічки (щілини), кут φ відраховується від нуля, а для стрічки, - від 180° , тобто спіраль утворена абсолютно ідентичними стрічками, поверненими на 180° одна щодо одної [2].

2.2 Підключення спіральних антен до кабелю

Обшивка кабелю підключається до рефлектора, а центральний провід - до полотна антени. Хвильовий опір полотна спіральної антени дуже велике, близько 300 Ом. Це значно більше, ніж хвильовий опір кабелю. Для того, щоб узгодити їх хвильові опору використовують погоджувальний пристрій, який виглядає як витягнутий трикутник, або просто смужка металу. Суть узгоджувального пристрою полягає в тому, що він повинен плавно перевести маленький хвильовий опір кабелю в високий опір полотна антени.

Є ще один спосіб. Це створення антенних решіток. Спіральні антени можна дуже легко включати паралельно, і при цьому їх хвильовий опір буде розділено на кількість антен. Тобто, якщо ми включимо паралельно 4 спіральні антени, кожна з яких має опір 300 Ом, то їх сумарний опір складе потрібні 75 Ом. Більш того, акуратно виконана антенна решітка ще більше звузить діаграму спрямованості і збільшить дальність прийому [1].

Зупинимось тепер на рефлекторі. Рефлектор знаходиться позаду антени на відстані, яка прямий і відбитий сигнал робить синфазним. Рефлектор зазвичай являє собою квадрат або коло діаметром близько однієї довжини хвилі.

Антенна, яка підключається до двопровідного полотна, містить дві спіралі, повернені одна відносно однієї на 180 градусів. Таким чином, максимуми і мінімуми потенціалу в цих антенах автоматично розташовуються діаметрально. А кінці спіралей замикаються один на одного, що виключає виникнення стоячих хвиль навіть, якщо антена містить мало витків. Класична архітектура спіральної

антени дуже чутлива до частоти, тобто антена дуже вузькодіапазонна. Найменше зрушення по частоті вже призводить до зрушення максимумів і мінімумів потенціалу в витках.

2.3 Розширення діапазону частот спіральних антен

Для розширення діапазону частот змінюють наступні параметри – довжину, товщину витків і крок між витками.

Крім того, спіральну антену можна виконувати на конічній, сферичній і навіть плоскій основах. Таким чином, виходять конічні, плоскі і спіральні антени іншої геометрії. Вони всі також випромінюють в осьовому напрямку, але тепер їх частотний діапазон значно розширено. Фактично, на кожній конкретній частоті такі антени випромінюють не всіма витками, а тільки тими, довжина яких збігається з довжиною робочої хвилі. Тому заради широкосмуговості жертвують коефіцієнтом підсилення на кожній конкретній частоті.

2.4 Створення проекту в HFSS

Першим етапом при побудові антени було створити підкладку з матеріалу FR4. Це зображено на рисунку 2.2 [3].

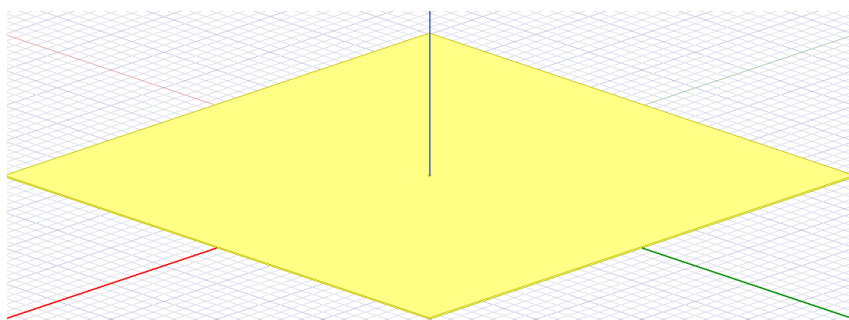


Рисунок 2.2 – Підкладинка з матеріалу FR4

Після побудови підкладинки треба зроби отвір радіусом 2.1 мм для того, щоб у коаксіального кабелю був доступ до рефлектору. Його зображено на рисунку 2.3.

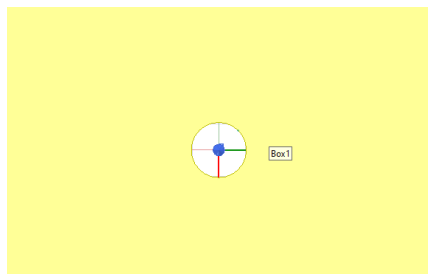


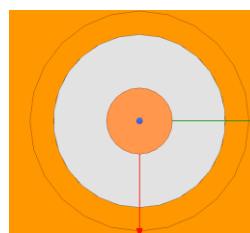
Рисунок 2.3 – Отвір для коаксіального кабелю

На наступному етапі було створено коаксіальний кабель живлення. Для створення коаксіального кабелю треба створити три циліндри різних радіусів. 1-й циліндр має радіус 7 мм; 2-й циліндр – 5.5 мм та 3-й циліндр – 2.1 мм. Далі треба з першого циліндру вирізати другий та третій, а потім з другого вирізати третій.

Готовий коаксіальний кабель зображено на рисунку 2.4.



а) вид збоку



б) вид зверху

Рисунок 2.4 – Коаксіальний кабель

Далі було спроектовано мідний екран.

Мідний екран зображено на рисунку 2.4.

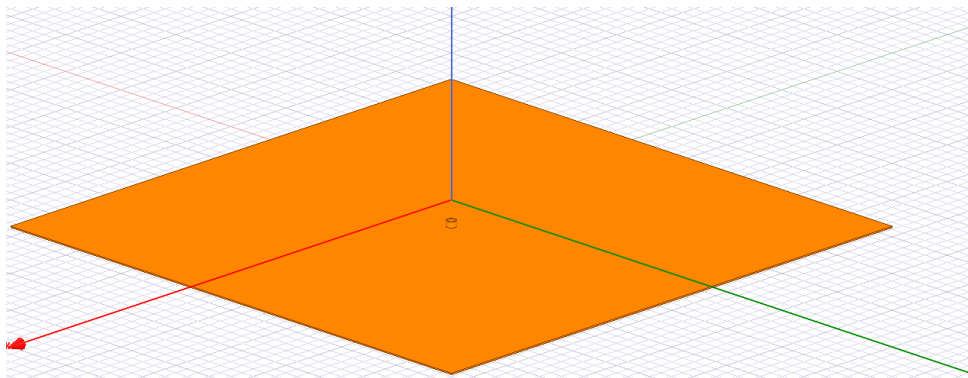


Рисунок 2.4 – Мідний екран

За допомогою функції Draw equation based curve [3,4] задаємо формулу для нашої спіральної антени, як зображено на рисунку 2.5.

Equation Based Curve ×

$X[t] =$...

$Y[t] =$...

$Z[t] =$...

Start_t: ▼

End_t: ▼

Points: ▼

Add Variable ×

Name:

Unit Type: ▼

Unit: ▼

Value:

Type: ▼

а)

б)

Рисунок 2.5 – Вікно для задання формули(а), вікно для задання значень(б)

Отримана спіральна антена зображена на рисунку 2.6.

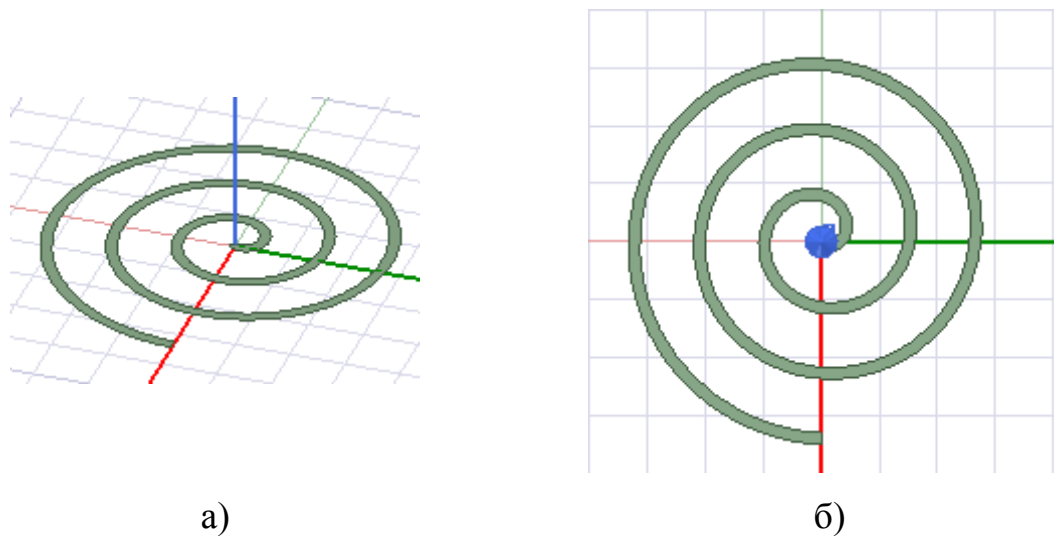


Рисунок 2.6 – Спіраль у триметричній проекції (а), спіраль – вид зверху (б)

Результат побудови зображено на рисунку 2.7.

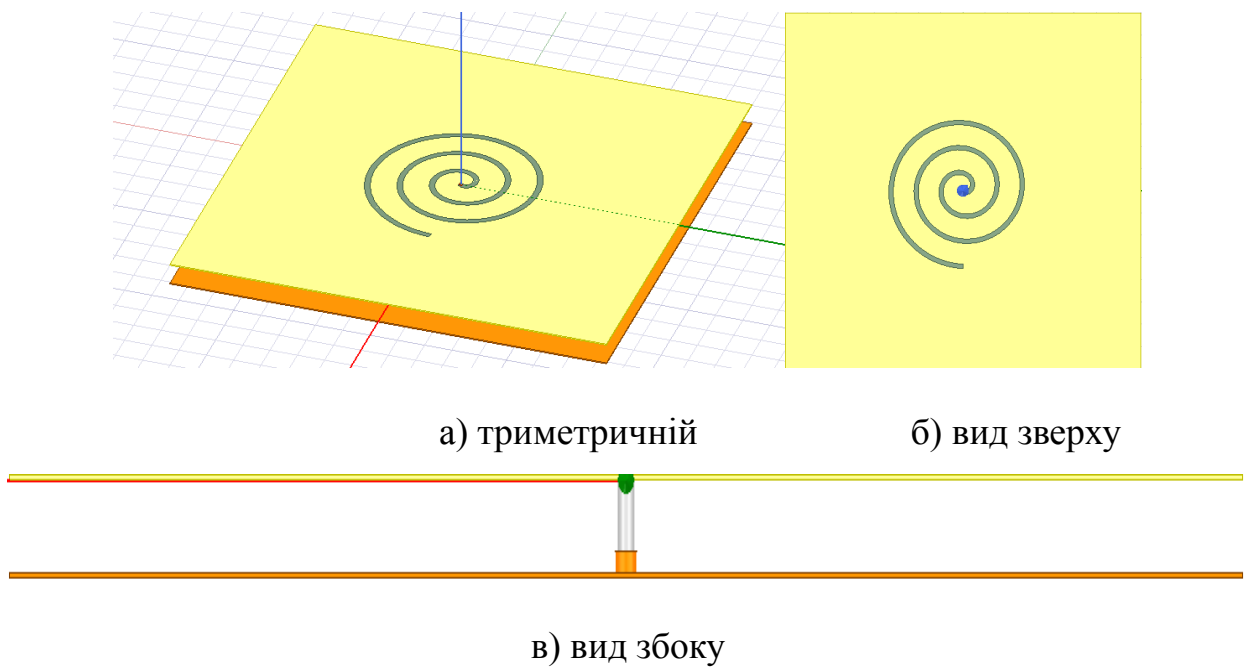


Рисунок 2.7 – Кінцевий результат побудови у різних проекціях

З ЧИСЕЛЬНІ РЕЗУЛЬТАТИ АНАЛІЗУ АРИФМЕТИЧНОЇ СПІРАЛІ В HFSS

3.1 Опис умов чисельних експериментів

В таблиці 3.1 наведені геометричні параметри конструкції для 9-и експериментів, в яких ми змінювали геометрію спіралі.

Таблиця 3.1 – Геометричні параметри конструкцій

Параметри геометрії	Номер експерименту							
	1	2	3	4	5	6	7	8
R0 мм	6	6	10	10	6	6	6	10
Width мм	6	6	10	6	10	6	6	6
A мм	4	5	5	5	4	4	4	6
OX мм	308	308.5	310	305	306	307.9	300	320
OY мм	308	308.5	310	305	306	307.9	300	320
KCX на частоті (2ГГц)	2.91	3.14	4.49	4.92	8.21	2.83	16.86	6.26

Найкращий показник KCX ми отримали з експерименту 6. Усі результати моделювання в пакеті ANSYS HFSS наведені нижче. Це 3D діаграми спрямованості, 2D діаграми спрямованості, коефіцієнти відбиття, коефіцієнти стоячої хвилі та магнітуда вхідного опору.

3.2 3D діаграми спрямованості

Спочатку розглянемо, яку форму має 3D діаграма спрямованості при різних геометричних параметрах (рисунки 3.1...3.8).

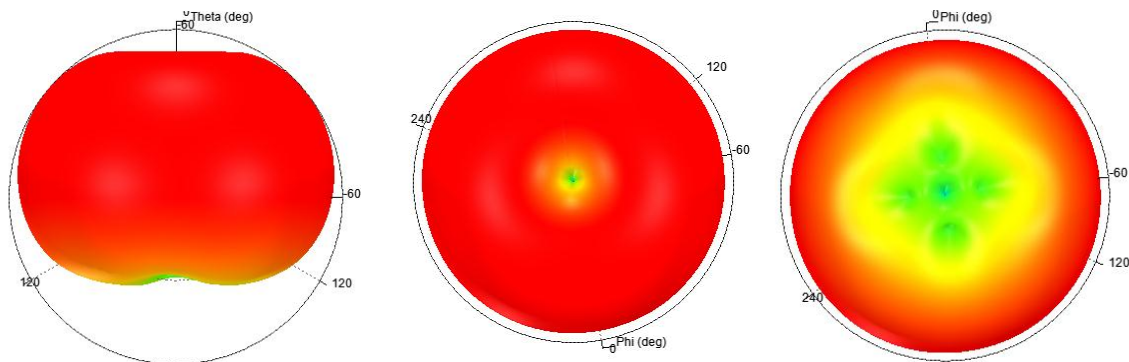


Рисунок 3.1 – 3D діаграма спрямованості для першого експерименту

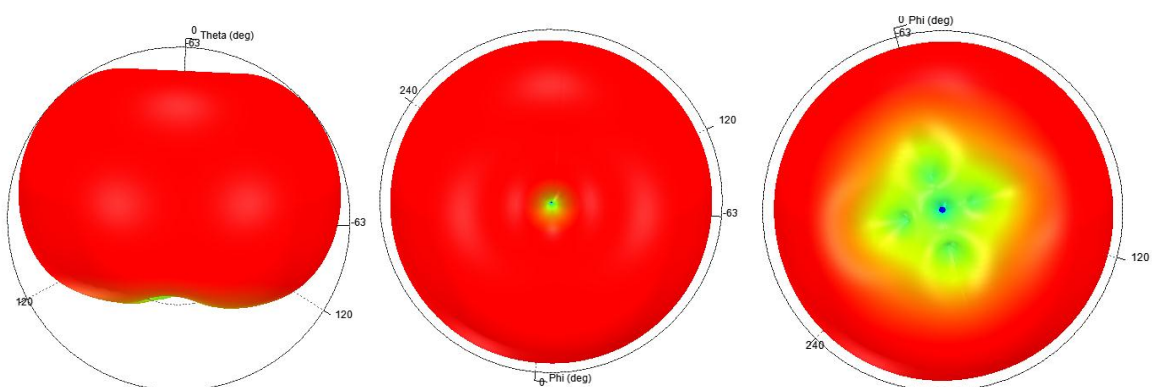


Рисунок 3.2 – 3D діаграма спрямованості для другого експерименту

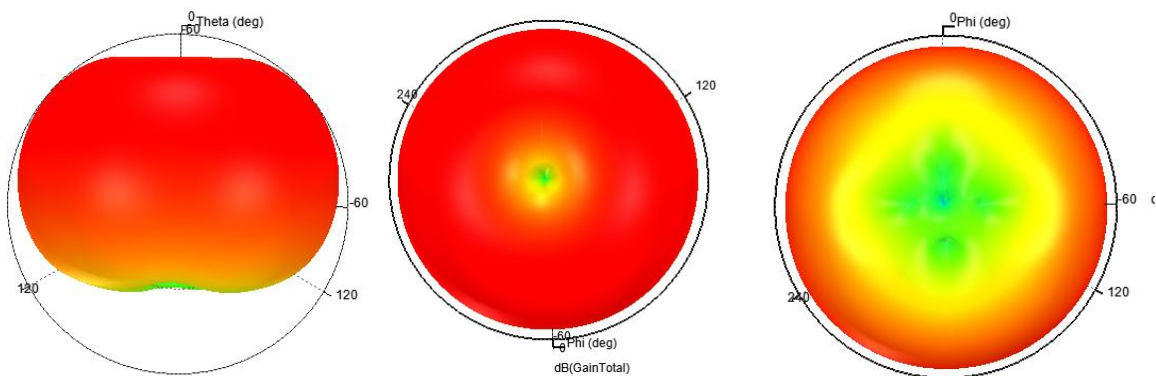


Рисунок 3.3 – 3D діаграма спрямованості для третього експерименту

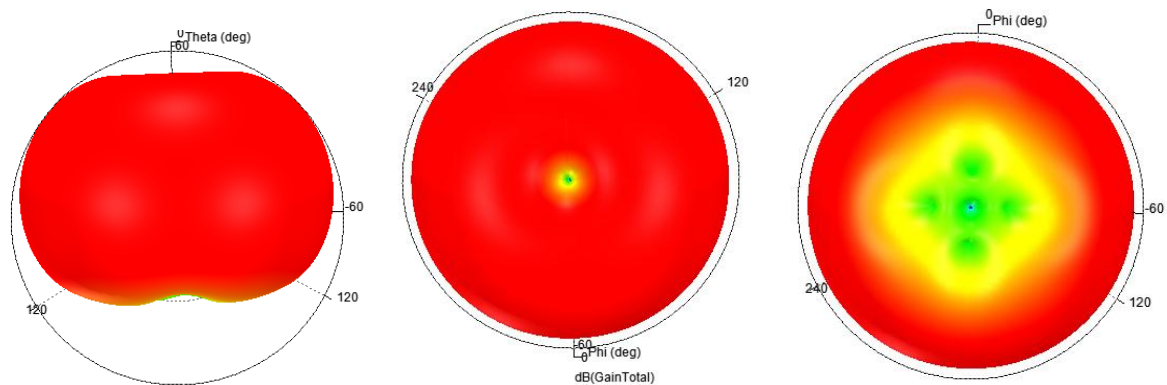


Рисунок 3.4 – 3D діаграма спрямованості для четвертого експерименту

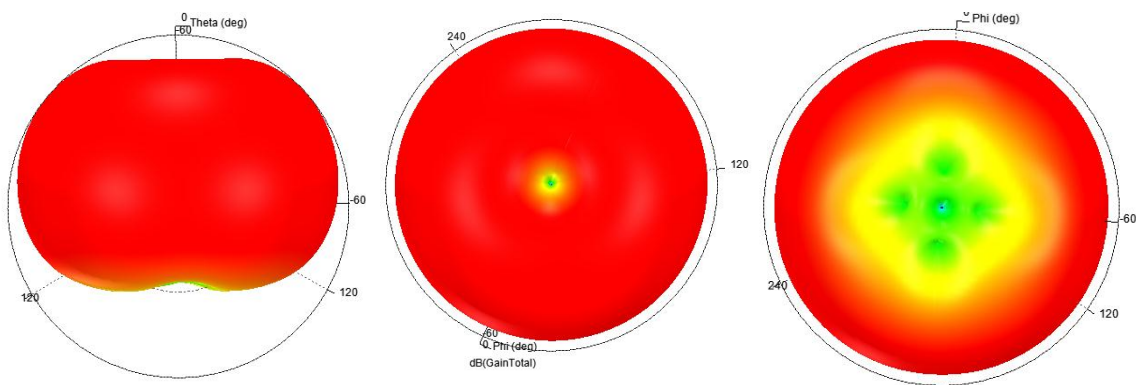


Рисунок 3.5 – 3D діаграма спрямованості для п'ятого експерименту

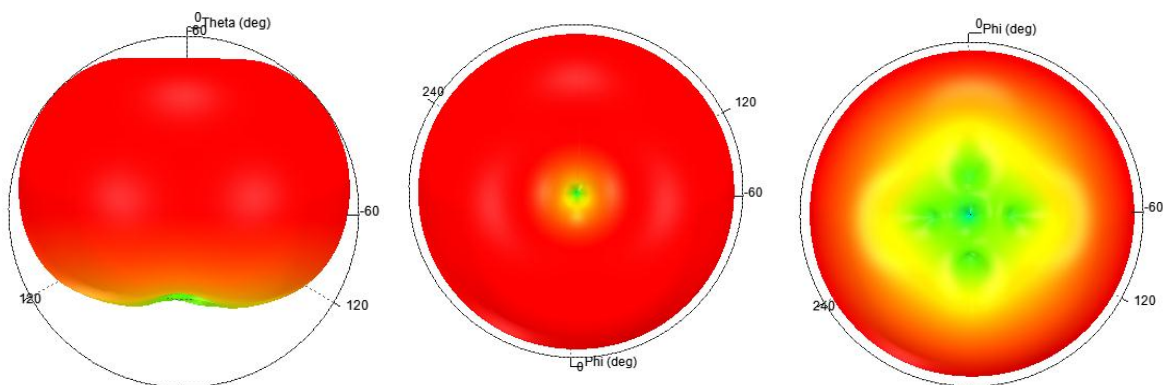


Рисунок 3.6 – 3D діаграма спрямованості для шостого експерименту

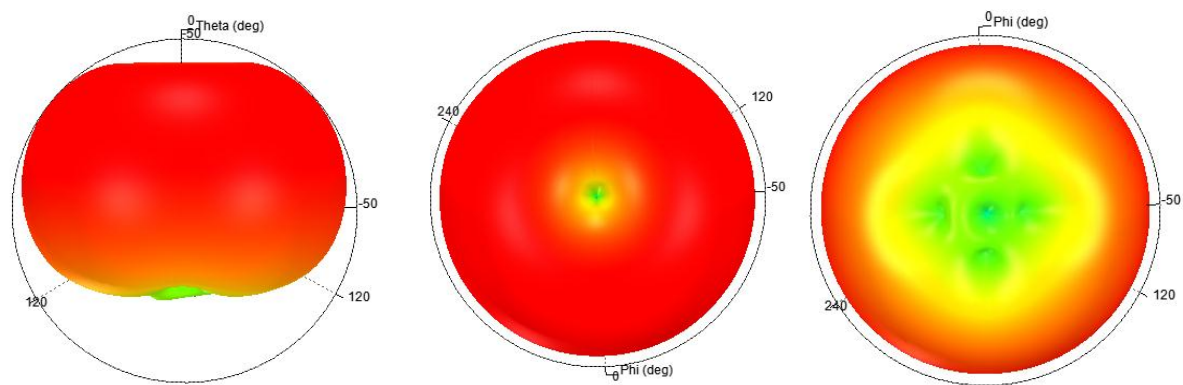


Рисунок 3.7 – 3D діаграма спрямованості для сьомого експерименту

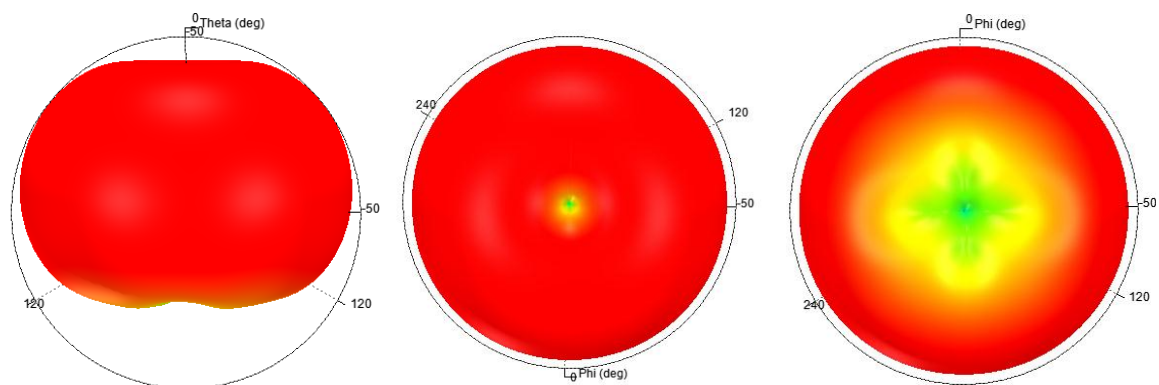
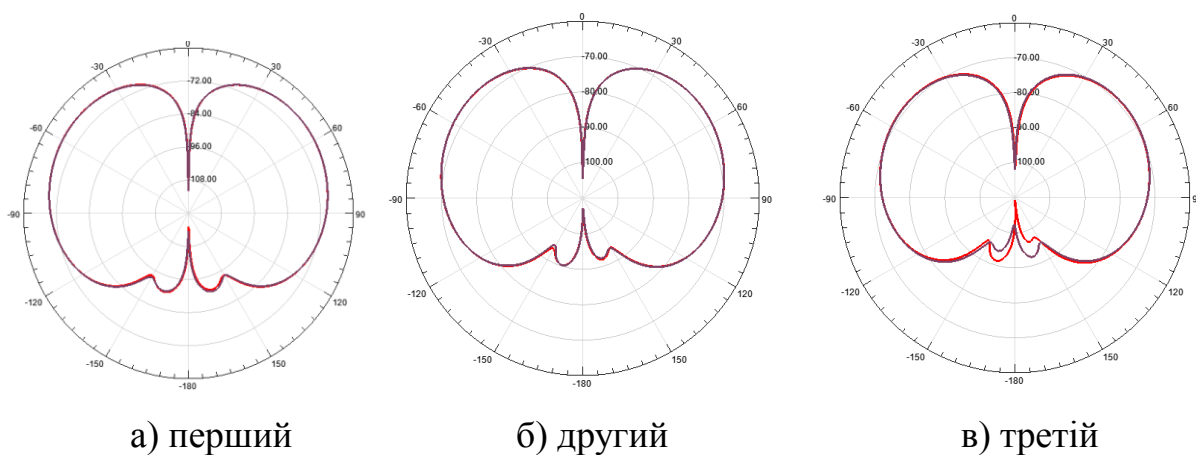
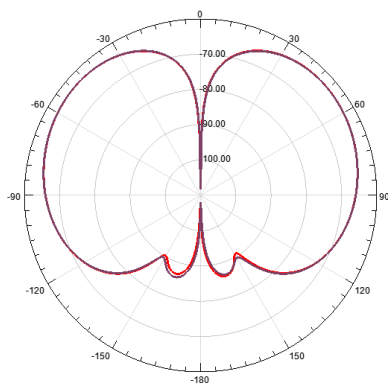


Рисунок 3.8 – 3D діаграма спрямованості для восьмого експерименту

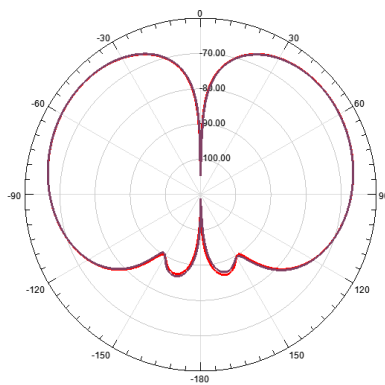
3.3 2D діаграми спрямованості

Після побудови 3D діаграма спрямованості було отримано 2D діаграма спрямованості, яка зображена на рисунку 3.9.

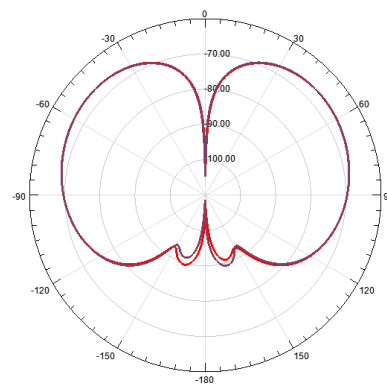




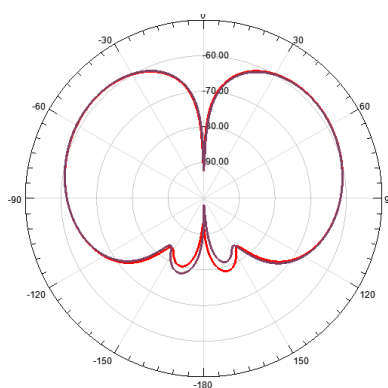
а) четвертий



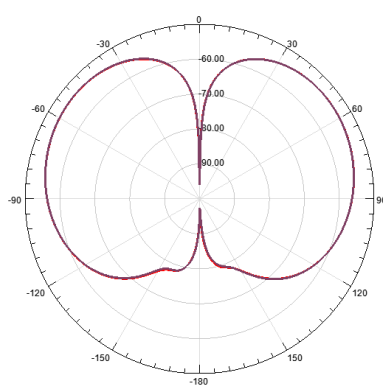
б) п'ятий



в) шостий



а) сьомий



б) восьмий

Рисунок 3.9 – 2D діаграма спрямованості для восьми експериментів

3.4 Характеристики узгодження

Розглянемо коефіцієнт відбиття на -10dB. Графік коефіцієнтів відбиття для всіх експериментів зображено на рисунку 3.10.

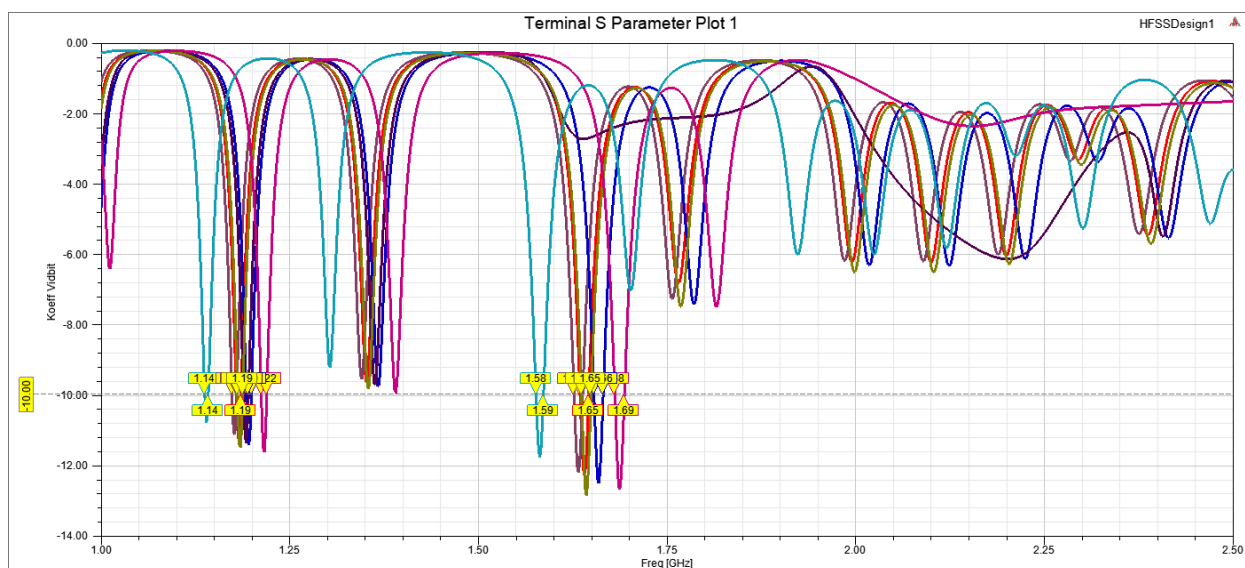


Рисунок 3.10 – Графік коефіцієнтів відбиття для всіх експериментів

З рисунку 3.10 видно, що коефіцієнти відбиття в першу чергу залежать від лінійних розмірів провідника та діелектрика, а не параметрів самої архімедової спіралі. Майже ідентичні показники були отримані у першому і шостому експерименті через однакові лінійні розміри діелектрика та у першому з другим, а також у третьому з четвертим.

Розглянемо частотну залежність КСХ. Частотну залежність КСХ для всіх експериментів зображено на рисунку 3.11.

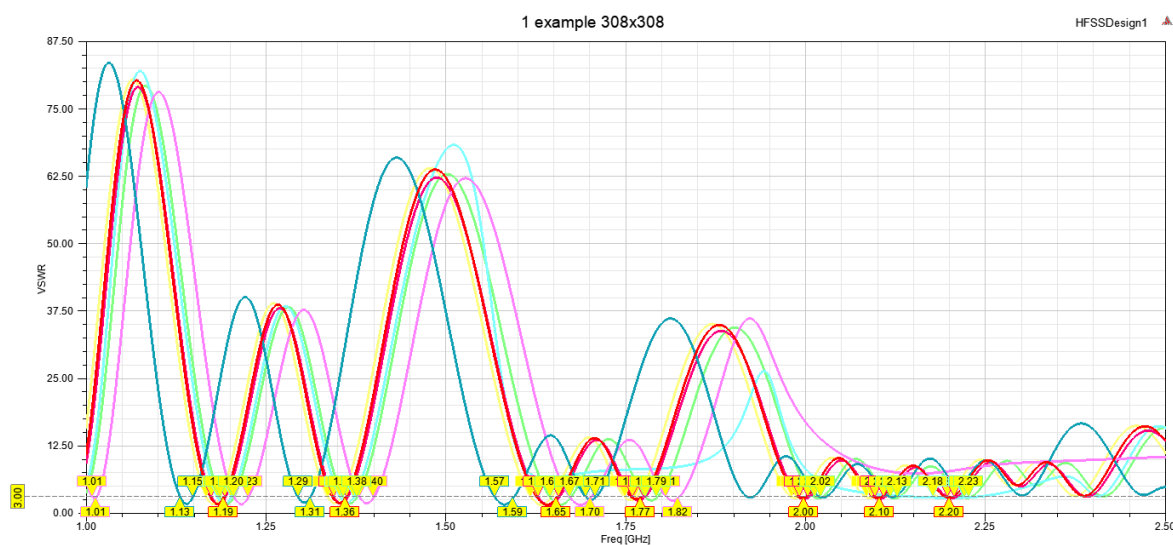


Рисунок 3.11 – Частотна залежність КСХ для всіх експериментів

Найкращий КСХ був отриманий у 6 експерименті та дорівнює 2.83. Перший експеримент отримав трохи гірший результат через іншу форму архімедової спіралі – 2.91.

На рисунку 3.12 зображено магнітуду вхідного опору антени (модуль комплексного опору) для всіх експериментів.

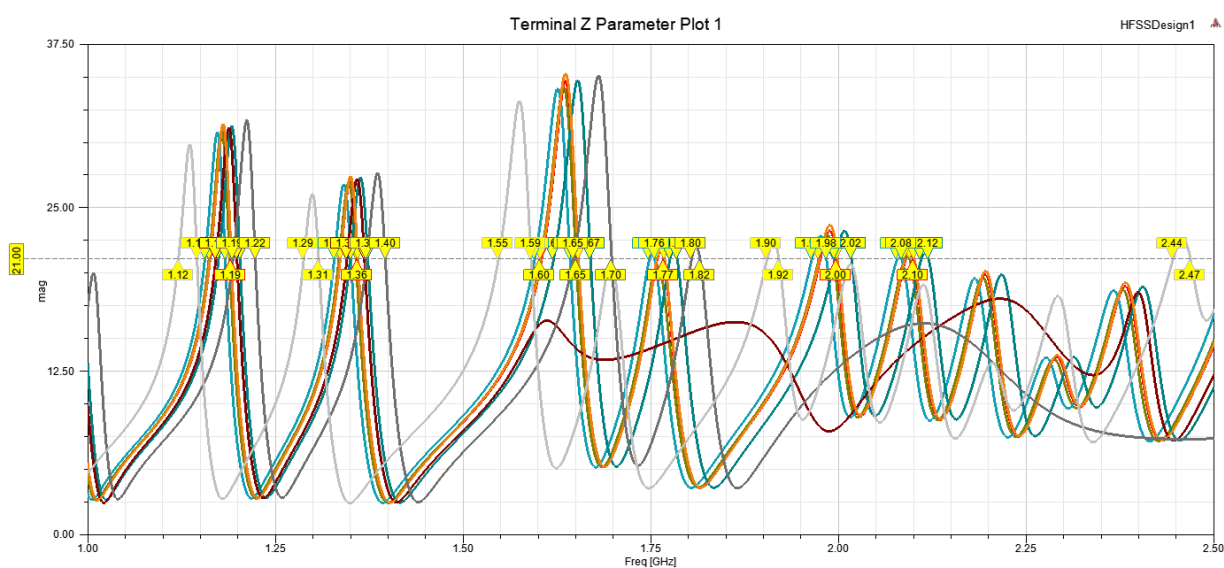


Рисунок 3.12 – Магнітуда вхідного опору антени (модуль комплексного опору)

До значення імпедансу 20 Ом на частоті 2 ГГц найбільш наближені перший та шостий експеримент, усі інші знаходяться в діапазоні ± 5 Ом.

4 СПІРАЛЬНІ АНТЕНИ ВИТІКАЮЧОЇ ХВИЛІ, ПОБУДОВАНІ НА ОСНОВІ МЕТАСТРУКТУРИ У ВИГЛЯДІ МОДУЛЬОВАНОГО ПОВЕРХНЕВОГО ІМПЕДАНСУ

Розглянемо далі різні принципово нові види плоских спіральних поляризованих по колу антен. Ці антени засновані на взаємодії між циліндричною поверхневою хвилею, збудженою ізотропним у горизонтальній площині зондом і неоднорідний поверхневий імпеданс зі спіраллю з візерунком. Поверхневий імпеданс перетворює поверхневу хвилю в поляризовану по колу витікаючу хвилю з майже ізотропним випромінюванням [5].

В задачі досліджується рішення проблеми адіабатичного узгодження локального двовимірною модульованого поверхневого опору фактичної поверхні. Виведено аналітичні вирази для діаграми спрямованості в дальньому полі; на цій основі наведено криві посилення антени та описано процедуру проектування. Представлено два типи практичних рішень, які стосуються різних реалізацій модуля імпедансу:

- заземлена діелектрична плита зі спіралью-синусоїдальною модуляцією товщини;
- текстура щільних друкованих плям зі змінними розмірами зі спіралью-синусоїдальною функцією.

Результати, які отримано для повного поля порівнюються з аналітичними наближеннями. Обидві конструкції придатні для антен міліметрового діапазону.

4.1 Наукові задачі в моделюванні імпедансних спіральних антен

Пропонується нова топологія плоскої поляризованої по колу антени витікаючої хвилі, збудженої одноточковим живленням. Основна структура

складається зі змінної спіралеподібної форми, яка має комплексний повний поверхневий імпеданс. Вертикальний зонд збуджує циліндричну поверхневу хвилю (ПХ), що характеризується певним поверхневим імпедансом, який перетворює її в циркулярно-поляризоване випромінювання уповільненої хвилі в навколишній простір.

Поставлено 2D задачу для синусоїдного реактивного опору, збудженого площинною поверхневою хвилею.

Остання вирішується за допомогою метода Олінера-Гесселя, описаний в [6]. У [7] аналогічний підхід використано для реалізації антен як з лінійною, так і з круговою поляризацією. Там локальна взаємодія поверхневого імпедансу описується за допомогою голографічного принципу [7]; цей опис пов'язано в [8] з механізмом випромінювання витікаючих хвиль. Представлені тут антени повністю відрізняються від звичайних спіральних антен, заснованих на концепції активної області [9], [10]. Отримані рішення демонструють високий коефіцієнт підсилення (20-25 дБ) і помірну пропускну здатність (10%) на відміну від звичайних спіральних антен, які характеризуються широкою смугою пропускання та низьким підсиленням.

Спочатку вирішується задача циліндричної поверхневої хвилі, яка набігає на гомогенний індуктивний реактивний опір і збуджується вертикальним диполем, розміщеним на поверхні.

Далі формулюється задача для поверхневої хвилі, що взаємодіє зі спіральною поверхнею з реактивним опором. Поверхневий реактивний опір має радіальний період, що дорівнює довжині хвилі поверхневої хвилі, яка біжить із середнім рівномірним опором.

Насамкінець, розглядається аналітична апроксимація поля апертури та її діаграма спрямованості в дальній зоні. Ці наближення є функціями наступних трьох параметрів:

- середнього імпедансу;
- індексу модуляції поверхневого імпедансу;

– комплексної сталої поширення циліндричної витікаючої хвилі.

Останній параметр виводиться як функція перших двох параметрів на основі розв'язку задачі для локального 2D синусоїдального поверхневого імпедансу.

І, наостанок, розглядається аналітичне наближення імпедансу для розрахунку універсальних кривих посилення та ефективності, які можна використовувати в процедурі проектування.

Представлені практичні приклади реалізації, засновані на пластині з модульованою товщиною та текстурою щільних друкованих плям із радіально модульованими розмірами.

Також обговорюються потенційні переваги та майбутній розвиток подібних досліджень.

4.2 Електрична поверхнева хвиля, збуджена на однорідному поверхневому імпедансі

Розглянемо вертикальний елементний диполь, який збуджує радіальну імпедансну поверхню і розміщений на інфінітній імпедансній поверхні у точці $Z=0$ (рисунок 4.1). При цьому для поперечних компонентів електричного та магнітного поля можна записати наступні граничні умови:

$$j\bar{X}_s (\mathbf{z} \times \mathbf{H}_t)|_{z=0} = \mathbf{E}_t|_{z=0} \quad (4.1)$$

де X_s – поверхневий імпеданс індуктивного типу;

E_t, H_t – поперечні до осі Z компоненти електричного та магнітного полів.

Диполь збуджує в дальній зоні наступні електричну та магнітну компоненти поверхневої хвилі електричного типу TM_0 :

$$\mathbf{E}_{SW} = \left\{ j\bar{X}_s J_{sw} H_1^{(2)}(\beta_{sw}\rho) \boldsymbol{\rho} + J_{sw} \frac{\zeta}{k} \beta_{sw} H_0^{(2)}(\beta_{sw}\rho) \mathbf{z} \right\} \exp(-\alpha_z z) \quad (4.2)$$

$$\mathbf{H}_{SW} = -J_{sw} H_1^{(2)}(\beta_{sw}\rho) \exp(-\alpha_z z) \boldsymbol{\varphi} \quad (4.3)$$

де $H_0^{(2)}$ і $H_1^{(2)}$ – функції Ганкеля другого роду нульового і першого порядку.

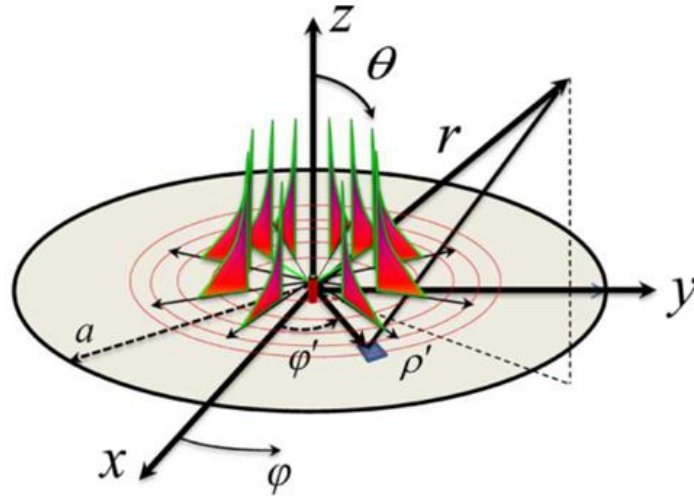


Рисунок 4.1 – Геометрія імпедансної поверхні, що опромінюється вертикальним електричним диполем та розподіл електричного поля поверхневої хвилі, що породжена цим диполем

Радіально спрямована стала поширення β_{sw} знаходиться з дисперсійного рівняння наступним чином

$$\beta_{sw} = k \sqrt{1 + \bar{X}_s^2 / \zeta^2}; \quad \alpha_z = \sqrt{\beta_{sw}^2 - k^2} = \frac{k}{\zeta} \bar{X}_s, \quad (4.4)$$

де $k=2\pi/\lambda$ – хвилеве число вільного простору;

α_z – стала затухання амплітуди хвилі по осі Z.

Тепер розглянемо випадок збудження тим же електричним вертикальним диполем модульованої по радіусу ρ і куту ϕ імпедансної поверхні з повільно змінюваним в просторі за гармонійним законом індексом модуляції M .

$$X_s(\rho, \phi) = \bar{X}_s [1 + M \sin(\beta_{sw}\rho - \phi)]. \quad (4.5)$$

Внаслідок апроксимації поля випромінювання шляхом усереднення отримаємо вирази для тангенційної складової електричного поля E_t при $Z=0$ та еквівалентного поверхневого струму J_{sw} , які будуть дорівнювати

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{E}}_t|_{z=0} &\approx jX_s(\rho, \phi)\tilde{\mathbf{J}}_{sw} \\ \tilde{\mathbf{J}}_{sw} &= J_{sw}H_1^{(2)}((\beta_{sw} + \beta_\Delta - j\alpha_\Delta)\rho) \boldsymbol{\rho}. \end{aligned} \quad (4.6)$$

В (4.6) $\beta_\Delta - j\alpha_\Delta$ є невеличкою поправкою до комплексної сталої поширення поверхневої хвилі, яка звичайно залежить як від індекса модуляції M , так і від поверхневого імпедансу X_s .

Хвилю в (4.6) можна представити як результат інтерференції між хвилею модульованої поверхні та власною поверхневою хвилею самої діелектричної пластини, що збуджена електричним диполем.

Ця інтерференція викликає так зване Бреггівське випромінювання, яке призводить до невеликої зміни як сталої затухання α_Δ , так і сталої поширення β_Δ до відповідних дисперсійних складових поверхневої хвилі α_{sw} , β_{sw} .

Тепер розкладемо функцію $\sin$ в поверхневому імпедансі X_s по експонентах та апроксимуємо функцією Ганкеля за допомогою її асимптотичних виразів для великого аргументу. При цьому хвильовий вектор уповільненої хвилі буде мати наступний вигляд:

$$\beta_{-1} = \beta_\Delta \ll k, \quad \beta_0 = \beta_{sw} + \beta_\Delta \approx \beta_{sw}, \quad \beta_1 = 2\beta_{sw} + \beta_\Delta \approx 2\beta_{sw} \quad (4.7)$$

Індекс -1 відповідає видимій області випромінювання і відповідає майже ізотропному випромінюванню. Дійсно, має місце роздвоювання пелюстки діаграми спрямованості внаслідок зміни параметра β_d . Однак, максимальна потужність при цьому випромінюється в радіальному напрямку. Схожа ситуація виникає завдяки частковому відбиттю хвилі на границі в імпедансних антенах на основі екранованих діелектричних пластин з модуляцією параметрів. Основною особливістю поверхневої хвилі з індексом -1 є експоненційне зростання амплітуди хвилі в напрямку осі Z . Фізично це неможливо, оскільки порушується принцип обмеження енергії випромінювання на нескінченності. Хоча сама сповільнена хвиля ніколи і не досягає дальнього поля, тим не менш, її внесок домінує у розподілі ближнього поля, а відтак, її можна застосувати для оцінки дальнього поля, використовуючи просторове перетворення Фур'є.

Спробуємо тепер пояснити факт колополяризованого поля в межах основної пелюстки діаграми спрямованості з фізичних міркувань. Період модуляції вздовж будь-якого радіального напрямку дорівнює $\lambda_{sw} = 2\pi/\beta_{sw} \approx 2\pi/\beta_0 = \lambda_0$. Тобто, два промені перетинають спіральну лінію $Xs = \text{const}$ під кутом 90° на відстанях від початку координат і далі періодично через відстань у просторі, яка дорівнює $\lambda_{sw}/4 \approx \lambda_0/4$.

Це доводить, що існування ортогональних у просторі і сфазованих на 90° одна відносно одної квадратурних компонент вектора поля випромінювання призводить до виникнення колової або еліптичної поляризації (дивись рисунок 4.2). На цьому рисунку показано співвідношення параметрів радіально періодичної структури і довжини поверхневої хвилі.

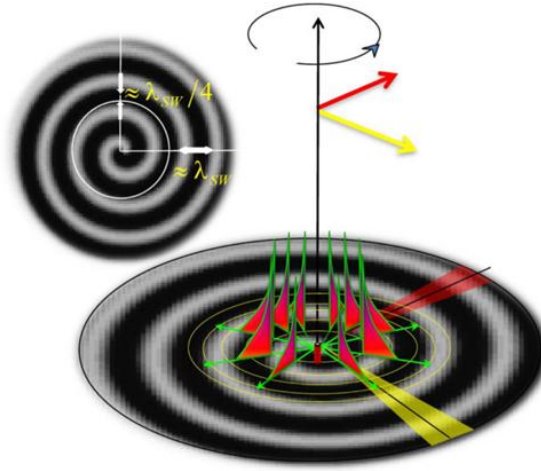


Рисунок 4.2 – Розподіл імпедансу поля на спіральній антені колової поляризації з візуалізацією випромінюваної по осі спіралі колової поляризації (червона і жовта складові вектору)

4.3 Поле випромінювання в дальній зоні

Виразимо у вигляді просторового перетворення Фур'є поля ближньої зони і отримаємо насамкінець просторовий спектр Фур'є-Бесселя

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{E}} = & - \frac{\exp(-jkr)}{r} j X_s J_{sw} \sum_{\pm} P^{\pm}(k \sin \theta, \phi) \\ & \times [\boldsymbol{\theta} \mp j \cos \theta \boldsymbol{\varphi}] \end{aligned} \quad (4.8)$$

$$\begin{aligned} P^{+}(k_{\rho}, \phi) = & p_1^{(1)}(k_{\rho}) + \frac{1}{2} M e^{-j\phi} p_0^{(0)}(k_{\rho}) \\ & + \frac{1}{2} M e^{j\phi} p_2^{(2)}(k_{\rho}) \end{aligned} \quad (4.9)$$

$$\begin{aligned} P^{-}(k_{\rho}, \phi) = & p_1^{(1)}(k_{\rho}) - \frac{1}{2} M e^{-j\phi} p_2^{(0)}(k_{\rho}) \\ & - \frac{1}{2} M e^{j\phi} p_0^{(2)}(k_{\rho}) \end{aligned} \quad (4.10)$$

$$p_n^{(m)}(k_\rho) = \int_0^a f(\rho') J_n(k_\rho \rho') e^{-jm\beta_{sw}\rho'} \rho' d\rho, \begin{cases} n = 0, 1, 2 \\ m = 0, 1, 2 \end{cases}, \quad (4.11)$$

де

$$\begin{aligned} f(\rho') &= H_1^{(2)}((\beta_0 - j\alpha_\Delta)\rho') \exp(j\beta_{sw}\rho') \\ &\approx j \frac{\sqrt{2} \exp[-(\alpha_\Delta \rho' + j\beta_\Delta \rho')]}{\sqrt{\pi(\beta_0 - j\alpha_\Delta)\rho'}}; \quad \beta_0 \rho' \gg 1 \end{aligned} \quad (4.12)$$

$$\beta_{sw} = \beta_0 + \beta_\Delta.$$

При цьому слід зазначити, що власне випромінення вертикального поля і його вклад в загальне поле дальньої зони в більшості випадків є несуттєвим.

Кополяризоване і крос-поляризоване поля випромінення дорівнюють

$$P_{co} = (P^+[\theta - j \cos \theta \varphi] + P^-[\theta + j \cos \theta \varphi]) \cdot \mathbf{u}^{+*} \quad (4.13)$$

$$P_{cx} = (P^+[\theta - j \cos \theta \varphi] + P^-[\theta + j \cos \theta \varphi]) \cdot \mathbf{u}^{-*} \quad (4.14)$$

Спектри просторових гармонік поверхневої хвилі показано на рисунку 4.3. Максимуми розподілів амплітуд у видимому секторі зосереджені на початку координат для кополяризованого поля ($p_0^{(0)}$) та в районі 5° для крос-поляризованого поля ($p_2^{(0)}$). Інші просторові гармоніки вищих порядків суттєво не впливають на сумарне поле.

4.4 Вплив індексу просторової модуляції поверхневого імпедансу на діаграму спрямованості антени

Розглянемо діаграми спрямованості. Форма і рівень бічних пелюсток сильно залежать від індексу модуляції поверхневого імпедансу M . Збільшення глибини модуляції M призводить до збільшення дисипативних втрат в діелектрику, тобто, до зростання α_d . Це зменшує розміри випромінюючої апертури ближнього поля внаслідок більш швидкого згасання напруженості електричного поля. Відтак при цьому спостерігається одночасне розширення головної пелюстки діаграми спрямованості та зниження рівнів її бічних пелюсток.

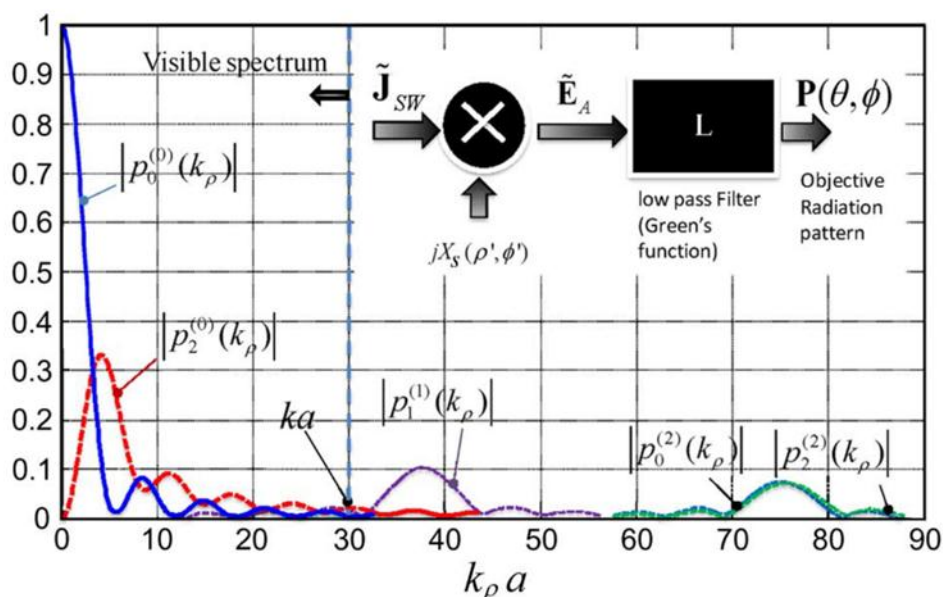


Рисунок 4.3 – Поведінка амплітуд просторових гармонік поверхневих хвиль нульового, першого та другого порядку від узагальненого хвильового числа $k_\rho a$

В межах реального спектру головні максимуми мають хвилі нульового та другого порядків.

На рисунку 4.4 показано діаграми спрямованості кополяризованої хвилі для різних індексів модуляції імпедансної поверхні $M=0,2; 0,3; 0,4; 0,5$. Радіус апертури дорівнює чотирьом довжинам хвиль у вільному просторі ($a=4\lambda$). З

рисунку 4.4 видно однопелюстковий характер спрямованого випромінення з низьким рівнем бічних пелюсток на рівні меншому за -15 dB.

Радіус апертури дорівнює чотирьом довжинам хвиль у вільному просторі.

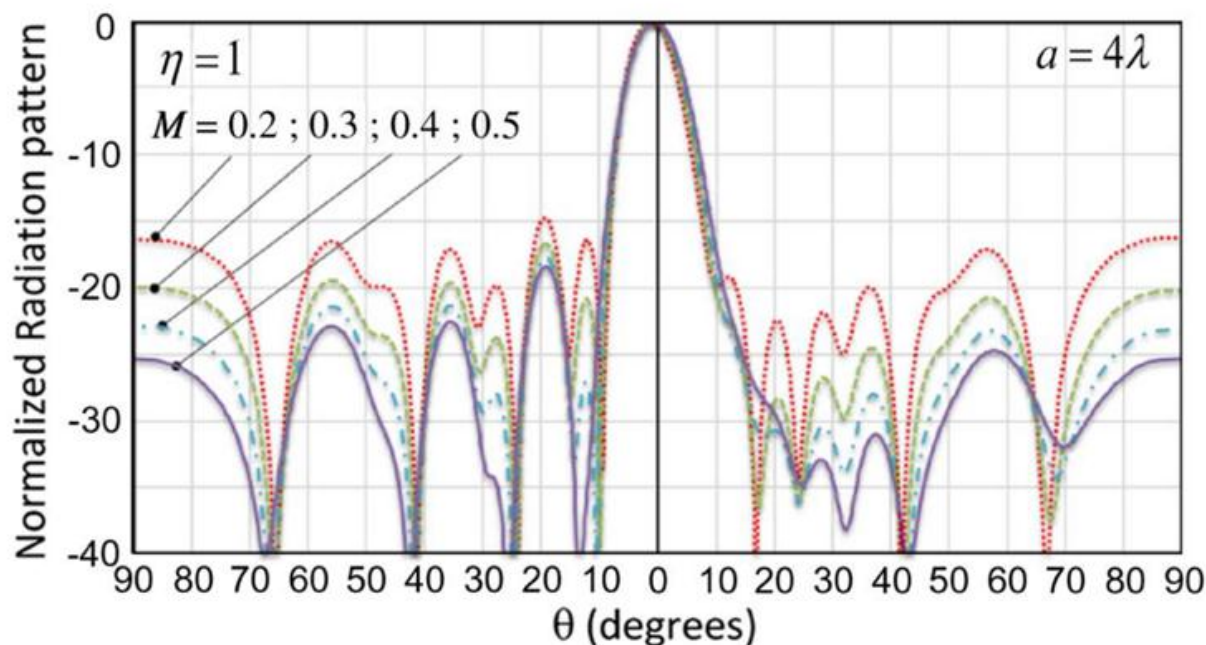


Рисунок 4.4 – Нормована діаграма спрямованості для різних індексів модуляції імпедансної поверхні

При цьому індекси модуляції змінювались в діапазоні від 20% до 50%. А нормований імпеданс дорівнював одиниці.

З одного боку, зменшення рівня бічних пелюсток у такої антени, здавалося б, є позитивною подією. Але водночас з цим спостерігається зниження коефіцієнту підсилення і енергетичної ефективності антени внаслідок її розлаштування з навколишнім простором. Треба з цим щось робити.

Розглянемо далі іншу задачу Її геометрія показана на рисунку 4.5, ліворуч і є спіральною імпедансною поверхнею. На рисунку 4.5, праворуч показана геометрична інтерпретація відповідної електродинамічної 2D задачі.

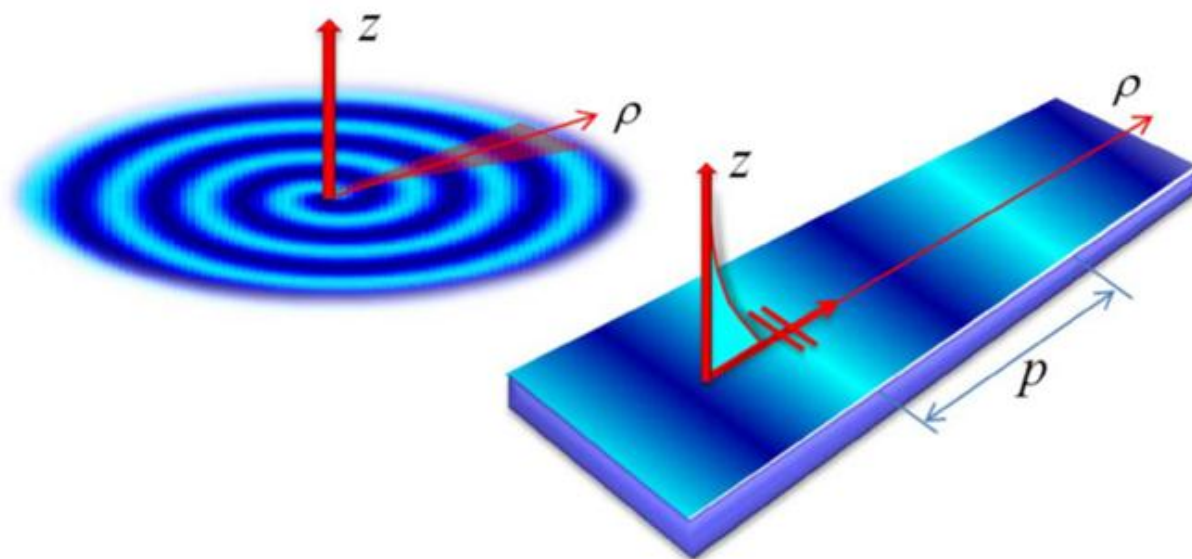


Рисунок 4.5 – Геометрія спіральної імпедансної поверхні та геометрична інтерпретація 2D задачі

Поверхня вважається нескінченною, тобто немає відбитої від краю пластини хвилі, з синусоїдальною модуляцією поверхневого імпедансу в радіальному напрямку згідно закону

$$Z(\rho) = j\bar{X}_s \left[1 + M \cos \left(\frac{2\pi}{p} \rho \right) \right] \quad (4.15)$$

Рішення цієї задачі отримано Олінером та Гесселем в [6] і являє собою вираз у вигляді ланцюжкового дробу (4.16). Для знаходження хвильового вектору внаслідок того, що сума (4.16) швидко збігається, достатньо залишити 6...7 членів суми для визначення першого кореня сталої поширення K_0 з достатнім ступенем точності.

$$F(p, K_0, M, \bar{X}_s) = -d_0 + \frac{M^2/4}{d_1 + \frac{M^2/4}{d_2 + \frac{M^2/4}{d_3 + \dots}}} + \frac{M^2/4}{d_{-1} + \frac{M^2/4}{d_{-2} + \frac{M^2/4}{d_{-3} + \dots}}} \quad (4.16)$$

На рисунку 4.6 показано залежність поперечного α/k та повздовжнього β/k коефіцієнтів уповільнення поверхневої хвилі від індекса модуляції $M=0,2\dots0,8$ при різних значеннях нормованого поверхневого імпедансу $\eta=X_s/W$ в діапазоні його значень від 0,7 до 1,25. Криві, які побудовано на рис.4.6 можна апроксимувати виразом (4.17) з помилкою, яка не перевищує 5%:

$$\begin{aligned} \beta_{\Delta}/k &= -0.0190\eta^3 M^3 + 0.0946\eta^2 M^2 - 0.0382\eta^2 M + \\ &\quad + 0.0565\eta M - 0.0211M \\ \alpha_{\Delta}/k &= -0.0042\eta^3 M^3 + 0.1158\eta^2 M^2 - 0.0137M\eta^2 + \\ &\quad + 0.0338\eta M - 0.0187M. \end{aligned} \quad (2) \quad (4.17)$$

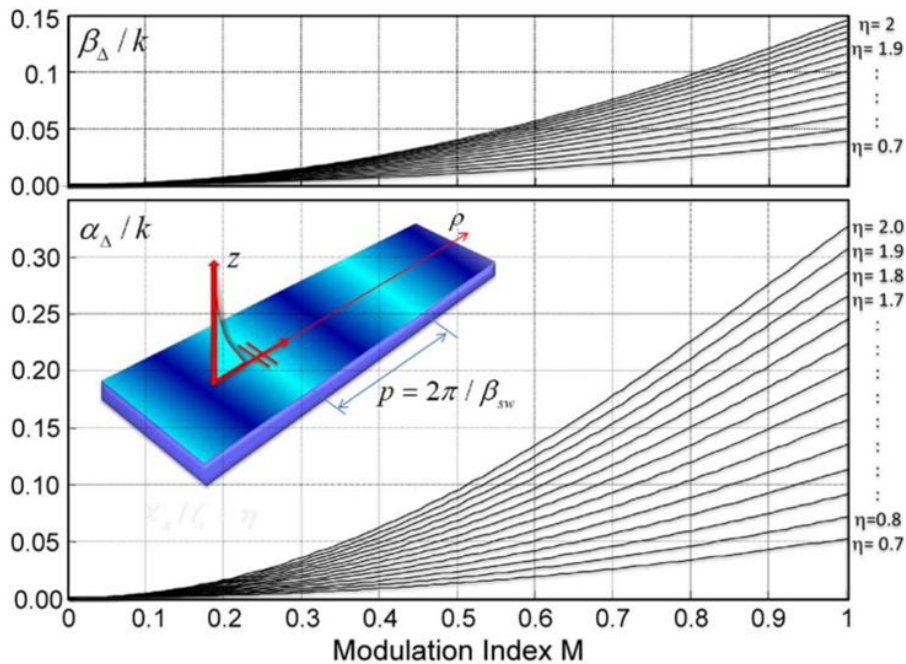


Рисунок 4.6 – Поведінка поперечного α/k та повздовжнього β/k коефіцієнтів уповільнення поверхневої хвилі в залежності від індекса модуляції M при різних значеннях нормованого поверхневого імпедансу $\eta=X_s/W$

4.5 Підсилення антени

В умовах відсутності втрат підсилення антени можна розрахувати за виразом

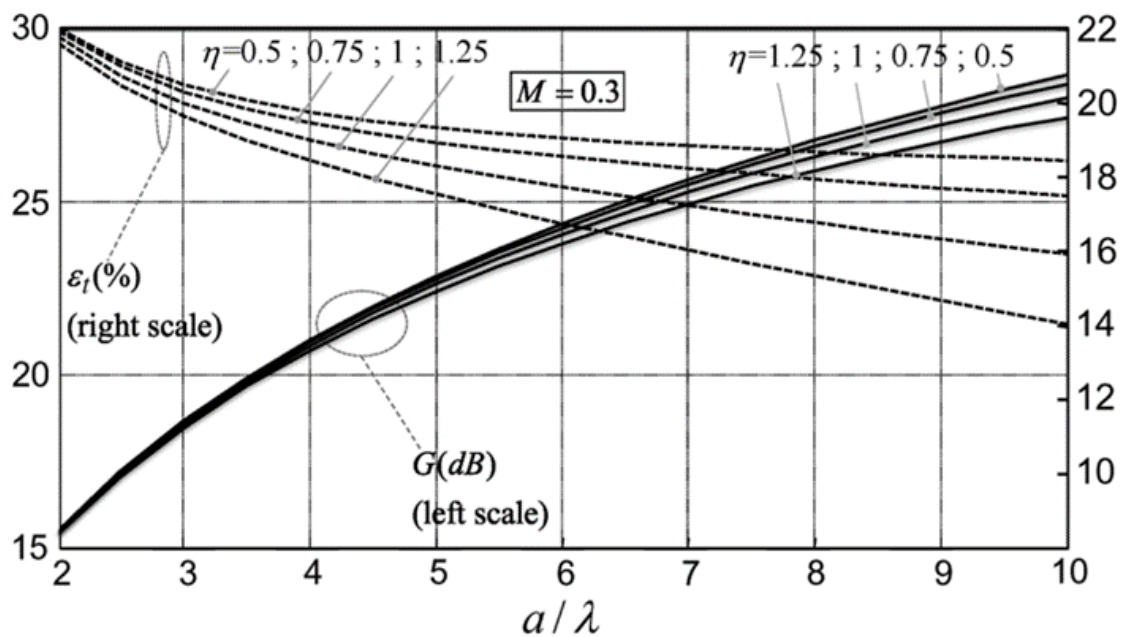
$$G(ka, M, \eta) = \frac{2}{\int_0^{\pi/2} U(\theta)/U(0) \sin \theta d\theta}$$

$$U(\theta) = \left\{ \left| p_0^{(0)} \right|^2 + \left| p_2^{(0)} \right|^2 \right\} (1 + \cos^2 \theta) + \left| p_0^{(0)} \right| \left| p_2^{(0)} \right| \sin^2 \theta \quad (4.18)$$

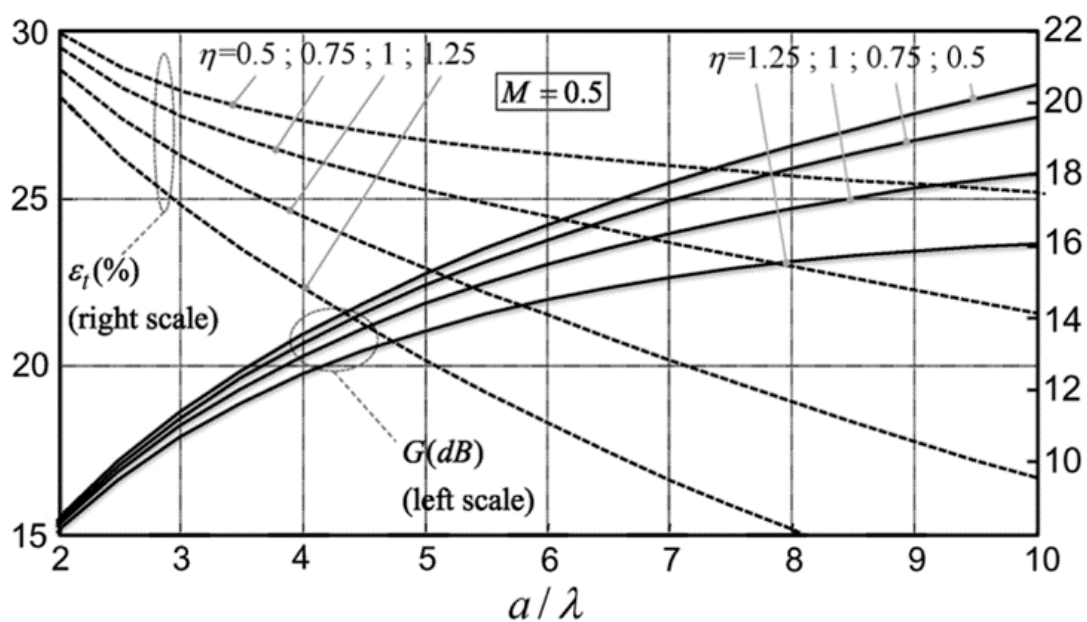
Підсилення антени залежить від індексу модуляції M та поверхневого імпедансу X_s через складові хвильового вектору α_A , β_A . Ефективність антени розраховується за виразом

$$\varepsilon_t = G/(ka)^2 \quad (4.19)$$

На рисунку 4.7 показано поведінку розрахованих залежностей коефіцієнтів підсилення антени та коефіцієнта корисної дії у % при індексі модуляції $M=0,3$ (а) та $M=0,5$ (б) від відносного радіусу спіралі $a/\lambda = 2 \dots 10$ та $\eta = X_s/W = 0,5 \dots 1,25$.



a)



б)

Рисунок 4.7 – Розраховані залежності коефіцієнтів підсилення антени та коефіцієнта корисної дії у % при індексі модуляції $M=0,3$ (а) та $M=0,5$ (б) від відносного радіусу спіралі $a/\lambda = 2 \dots 10$ та $\eta = X_s/W = 0,5 \dots 1,25$

4.6 Антена з модульованим по товщині діелектриком на металевому екрані

В наступній конструкції (рисунок 4.8) поверхневий імпеданс визначається зміною товщини діелектрика h в радіальному напрямку за синусоїдальним законом.

Поверхнева сповільнена хвиля в цій структурі, як і раніше, збуджується полем електричного вертикального диполю.

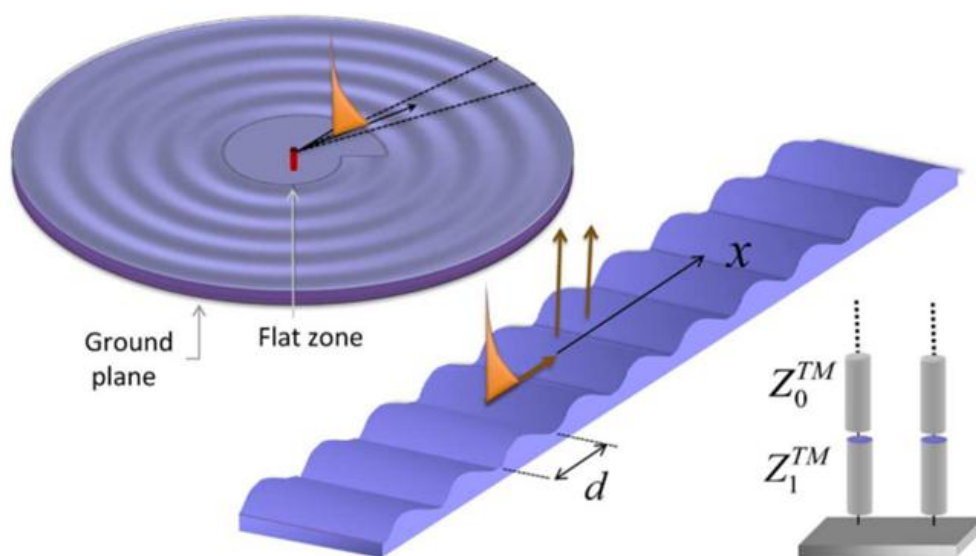
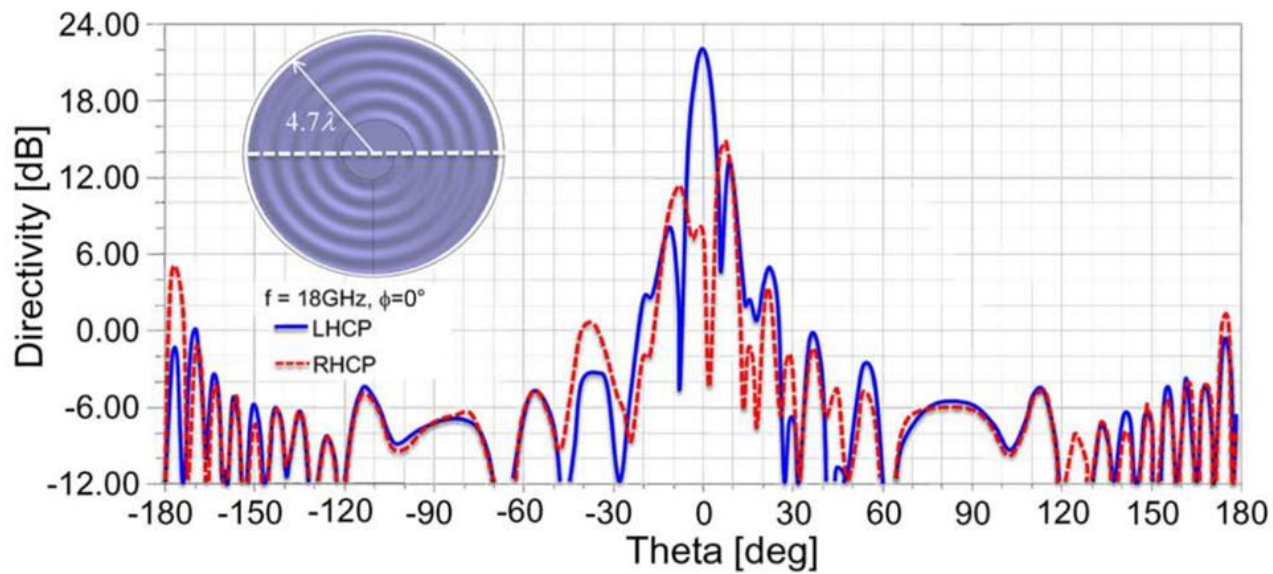
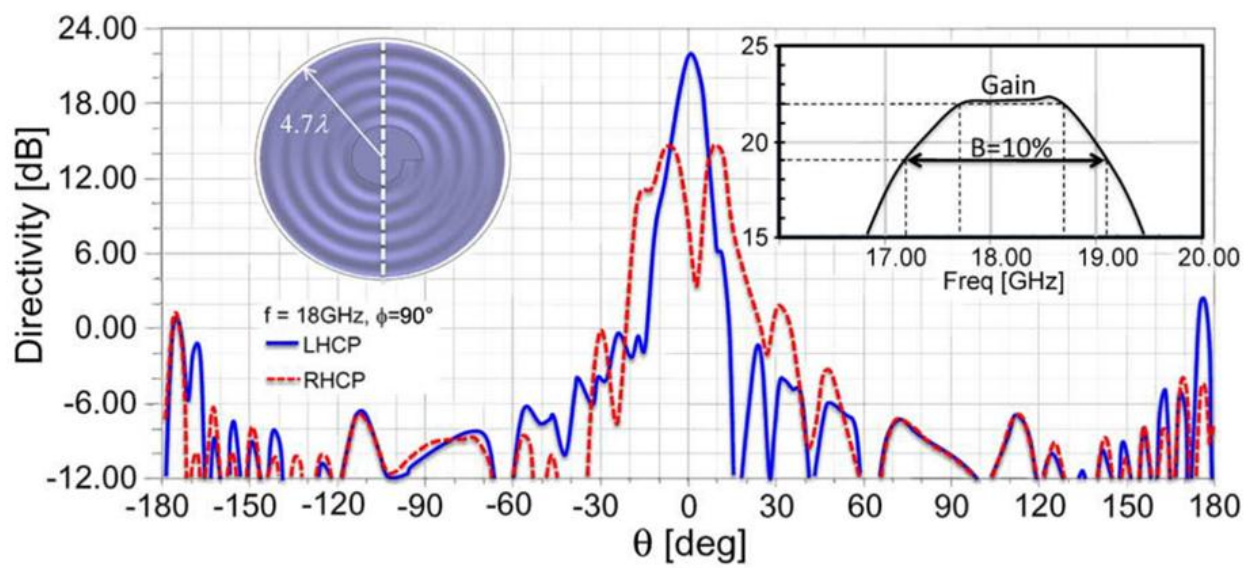


Рисунок 4.8 – Діелектрична спіральна антена з модуляцією товщини імпедансного шару, геометрія 2D задачі та еквівалентна модель в теорії кіл при збудженні структури поверхневою хвилею електричного типу (TM)

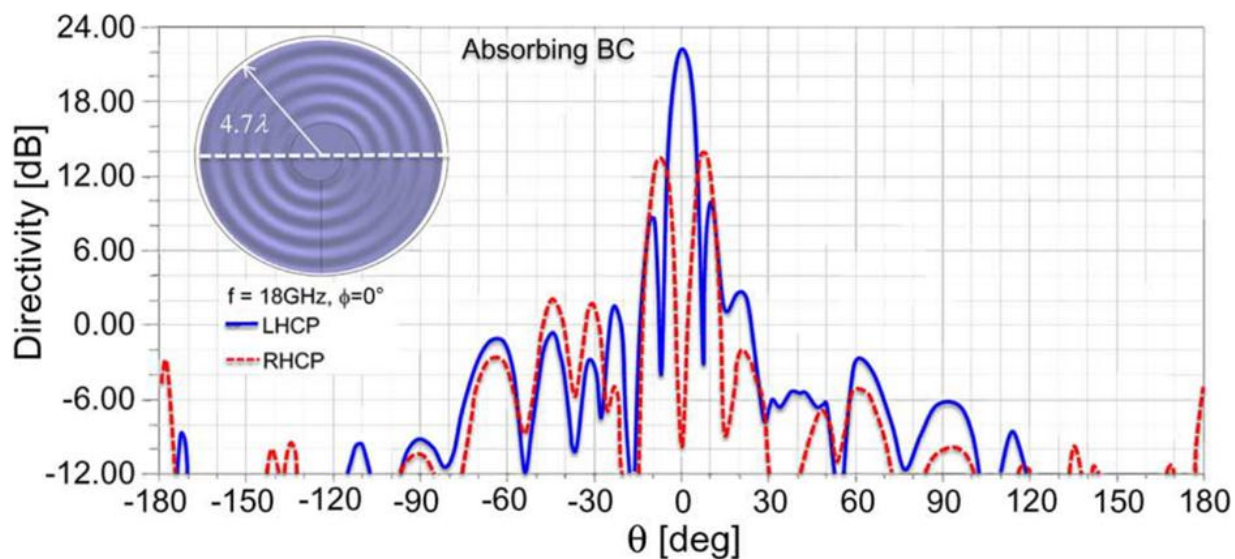
На рисунку 4.9 для цієї антени показано діаграми спрямованості для лівополяризованої (суцільна лінія) та правополяризованої (пунктир) компонент поля для антени з підсиленням у 22 dB на частоті 18 GHz; $\varphi=0$ (а) та $\varphi=90^\circ$ (б); ці результати з умовою наявності поглинання в двох ортогональних площинах (в) та результати з граничними умовами з поглинанням (г). У вставці на рисунку 4.9, б показано ширина смуги робочих частот.



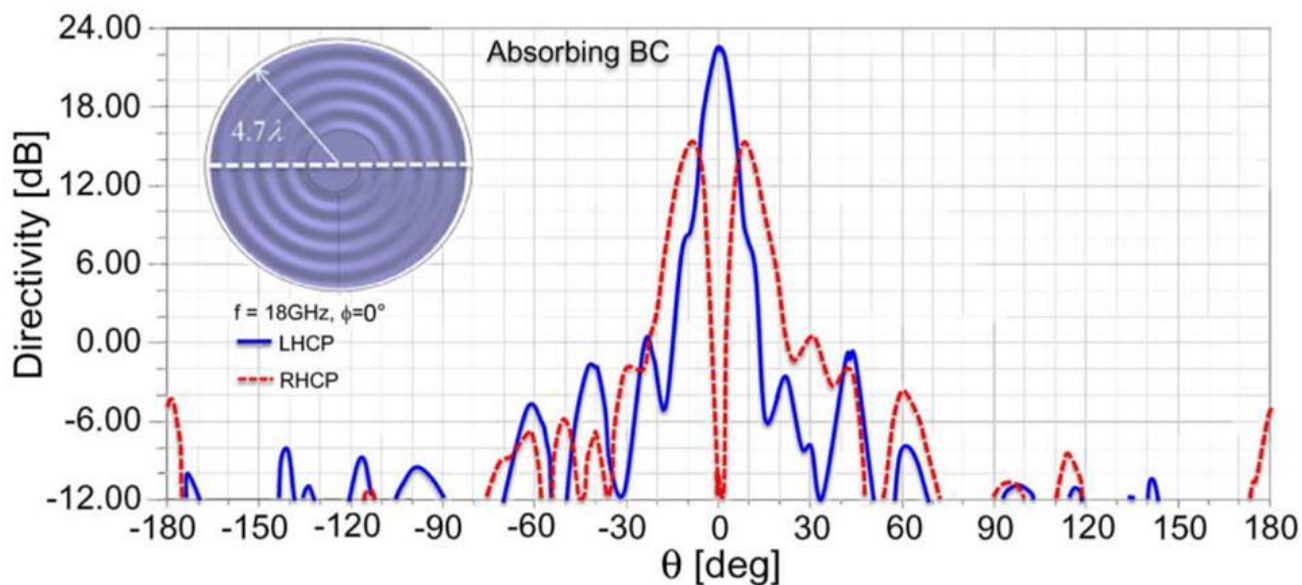
a)



b)



в)



г)

Рисунок 4.9 – Діаграми спрямованості для лівополяризованої (суцільна лінія) та правополяризованої (пунктир) компонент поля для антени з підсиленням у 22 dB на частоті 18 GHz; $\phi=0^\circ$ (а) та $\phi=90^\circ$ (б); результати без граничних умов з умовою наявності поглинання в двох ортогональних площинах (в) та результати з граничними умовами з поглинанням (г)

На рисунку 4.10 показано діаграми спрямованості для антен на частоті 18 ГГц. Антени виготовлено на підкладинці з матеріалу із відносною діелектричною проникністю 9,8 та 10. Їх підсилення, відповідно, 22 і 23,7 дБ. В обох конструкціях навколо електричного диполя є невеликий плоский простір. Його призначення полягає в полегшенні умов збудження поверхневої хвилі і в збільшенні ефективності всієї антени в цілому (як це впливає з рисунку 4.9).

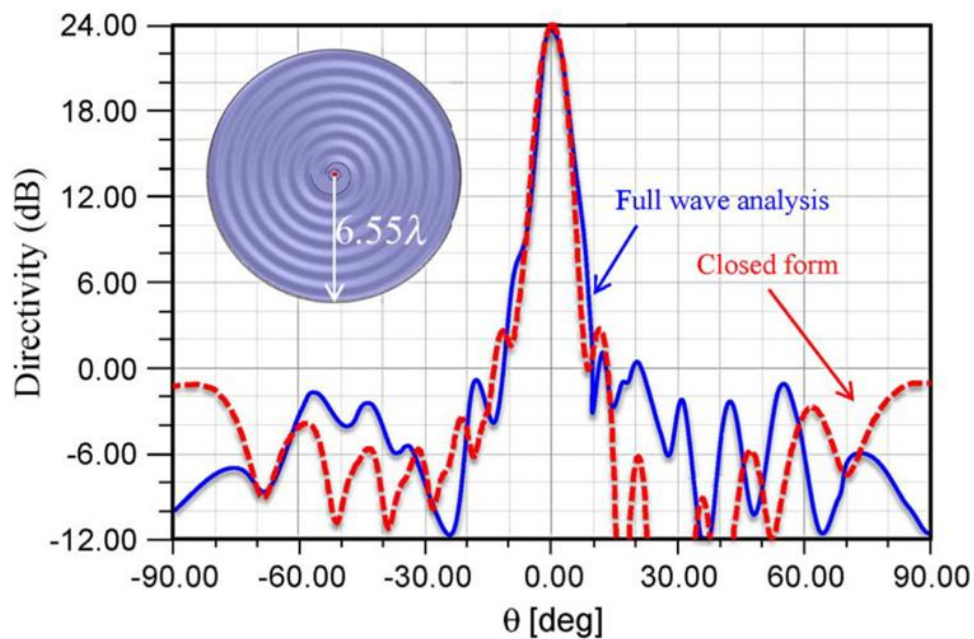
Антена з підсиленням у 22 дБ індекс модуляції складає $M=0,5$, а відносний поверхневий імпеданс дорівнює 81%. Радіус антени дорівнював $a=78 \text{ мм}=4,7\lambda$, тобто, склав близько шести періодів. Розрахована ефективність цієї антени становить близько 18%.

На рисунку 4.9, а), б) показано діаграми спрямованості як результат повного електродинамічного аналізу антени в середовищі HFSS в двох ортогональних площинах (кополяризація та крос-поляризація).

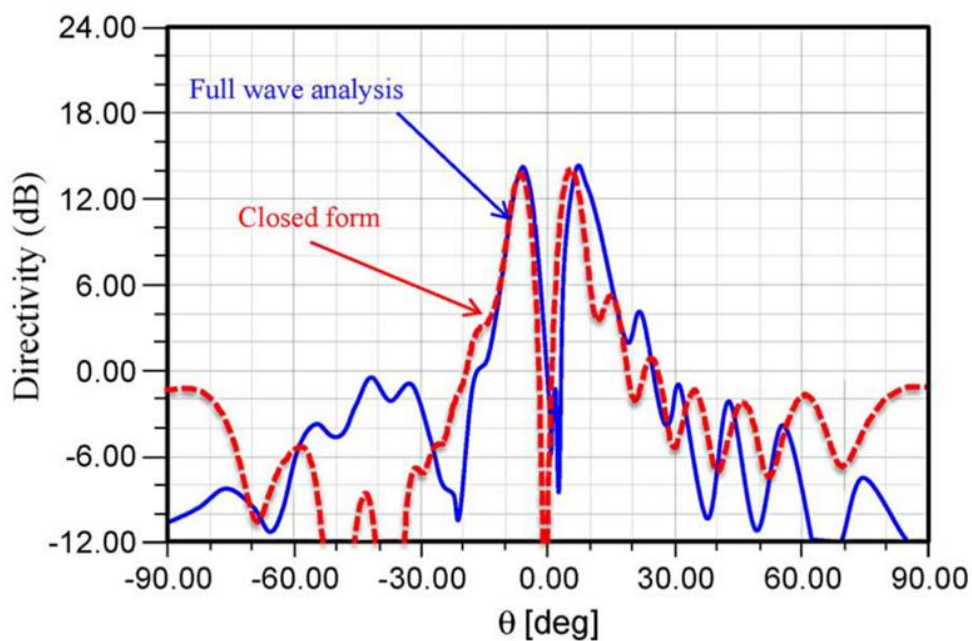
Діапазон робочих частот визначається по спаданню підстлення на його границях на 3 дБ від максимуму відбувається в межах 10% смуги частот. Це не занадто широка частотна смуга, але антени даного типу не є дуже широкосмуговими, натомість вони мають високі коефіцієнти підсилення на перевагу до традиційних спіральних слабоспрямованих антен.

Також варто зазначити практично пласку вершину (варіація підсилення в смузі робочих частот не перевищує 0,5 дБ) частотної залежності підсилення антени з гармонійною радіальною модуляцією товщини пластини.

В той же час помітно зростають бічні пелюстки та знижується ефективність антени на підкладинці з більшою діелектричною проникністю. Це відбувається внаслідок збільшення розлаштування антени з навколишнім середовищем.



a)



б)

Рисунок 4.10 – Діаграми спрямованості антени для основної (а) та крос-поляризації (б) при підсиленні 24 dB на частоті 18 GHz. Порівнюються результати для задачі з поглинаючими (суцільна лінія) та непоглинаючими граничними умовами (пунктирна лінія)

Нерегулярність форми діаграми спрямованості пояснюється впливом відносно великого коефіцієнта відбиття від краю антени при великих значеннях відносної діелектричної проникності, особливо у сполученні з малими відносними радіусами антен. Ці явища добре помітні на рисунках 4.9 в) та 4.9 г).

4.7 Друкована голографічна антена

Геометрія антени показана на рисунку 4.11. Поверхневий імпеданс в цьому випадку модулюється за допомогою друку щільної металевої текстури у вигляді квадратиків на поверхні екранованої металом діелектричної пластини. Завдяки мілкоструктурному рисунку друкованих металевих квадратиків ця конструкція називається голографічною. Структура відноситься до метаматеріалів і теоретично металеві елементи можуть бути будь-якої регулярної форми. До речі, в майбутньому варто дослідити, як вид метаматеріалу впливає на електричні параметри та частотні характеристики даної антени.

Квадратики з металу, як і прийнято для метаматеріалу, мають дуже маленький електричний розмір. Менший поверхневий імпеданс виконується шляхом друку менших за розміром металевих квадратиків. То ж спіраль легко виготовляється або за стандартною тонкоплівковою технологією, або навіть друкується безпосередньо на 3D принтері.

Поверхня набуває виду спіралі за рахунок чередування більших і менших металевих квадратиків. Можна спробувати дослідити й інверсний варіант – коли замість голографічного металевого рисунку спіраль створюють квадратні отвори в металізації діелектричної пластини. До речі, такий варіант буде мати перевагу в ефективності в діапазоні міліметрових та субміліметрових хвиль завдяки зменшенню дисипативних втрат в металі.

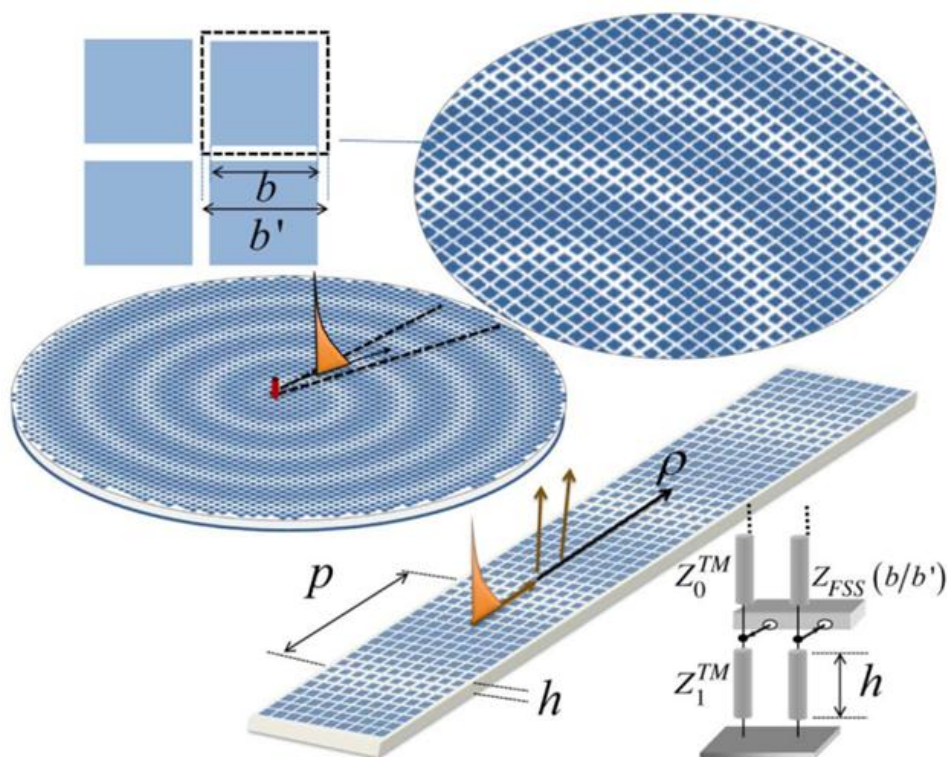


Рисунок 4.11 – Друкована плоска голографічна антена, геометрія її 2D задачі і еквівалентна модель в теорії кіл при збудженні структури поверхневою хвилею електричного типу

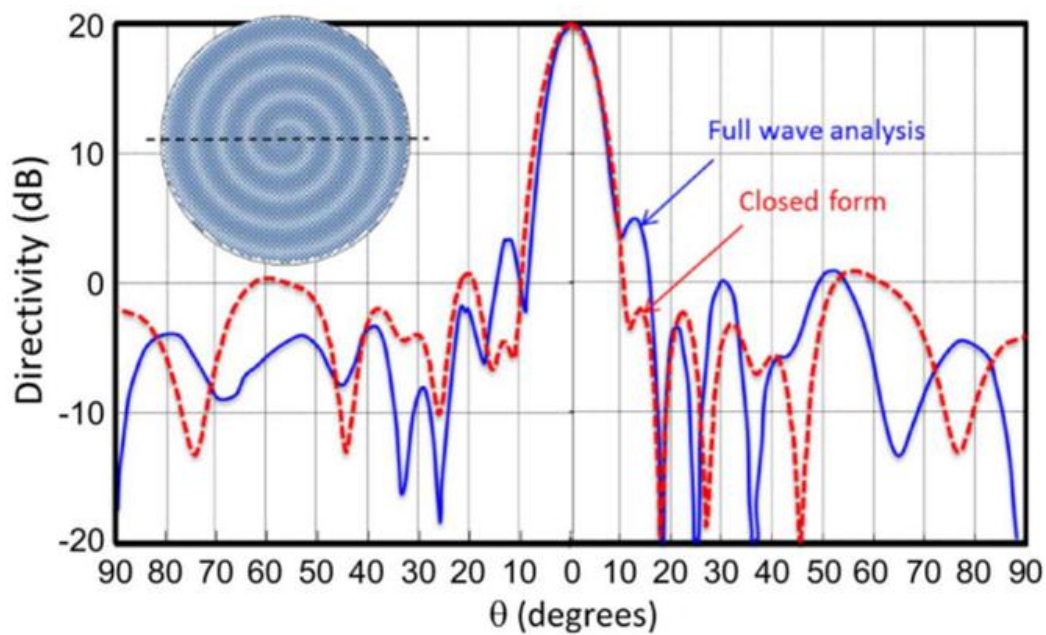
Створення конструкції голографічної спіральної антени за алгоритмом подібне до створення попередньої конструкції діелектричної спіральної лінзи. Величина середнього поверхневого опору вибирається з умови неможливості поширення в імпедансному середовищі вищих типів хвиль. Імпеданс зв'язується з структурою за допомогою параметричного дисперсійного аналізу з використанням лінії живлення з хвилею збудження електричного типу. При цьому поле записується у вигляді суми просторових гармонік Флоке. (рис.4.11). Піксельна структура описується сумою гармонік Флоке і може бути змодельована за допомогою додаткового поверхневого імпедансу в напрямку паралельному до лінії передачі. Величина цього додаткового імпедансу, сформованого спектром гармонік Флоке, залежить від відношення між розміром квадрата b та його локальним періодом b' (рисунок 4.11).

Для розв'язування дисперсійного рівняння використовується метод узгодження нульового полюса [15] та метод моментів [16].

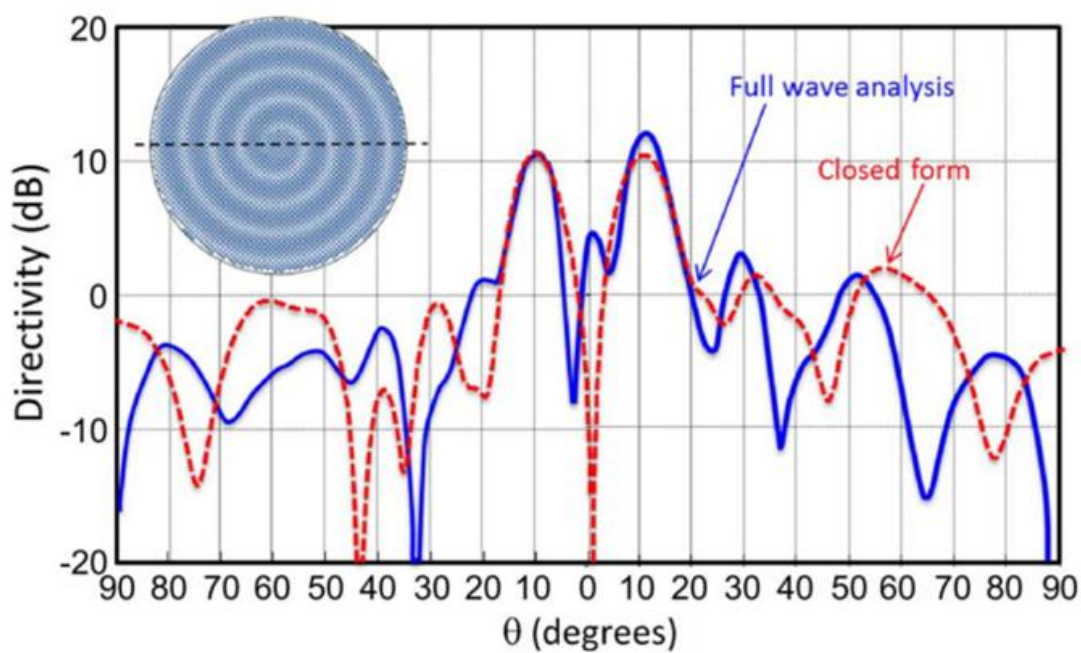
Розглянемо конструкцію голографічної антени з метаматеріалом у вигляді металевих квадратиків з підсиленням у 20 dB на частоті 13 GHz. Вся поверхня спіралі створена з 323 металевими квадратами різного розміру. Вони надруковані на екранованій діелектричній пластині, виконаній на матеріалі з відносною діелектричною проникністю 10,2 та товщиною $h=0,82$ мм. Індекс модуляції $M=0,5$ та відносний імпеданс 0,71. Для того, щоб отримати підсилення у 20 dB, як це впливає з рис.4.7, радіус антени повинен дорівнювати $a=3,67\lambda$. На рис. 4.12, а, б діаграми спрямованості для кополяризованого та крос-поляризованого випадку. Результати розрахунку діаграм спрямованості в наближенні повного поля та порівняння їх з результатами, отриманими аналітичним шляхом представлені на рисунку 4.12 а), б).

Збіжність результатів аналітичних та моделювання по повному полю, особливо в районі головної пелюстки, а також співпадіння в оцінках більшості з бічних пелюсток діаграм спрямованості можна вважати цілком задовільними.

Ця обставина може слугувати фактичним підтвердженням адекватності як обраних для аналізу подібних антен методів, так і алгоритмів створення самих конструкцій.



а)



б)

Рисунок 4.12 – Діаграми спрямованості антени для основної (а) та крос-поляризації (б) для антени з підсиленням 20 dB на частоті 13 GHz. Порівняння результатів для хвильового аналізу без абсорбції (суцільна лінія) і з урахуванням поглинання (пунктирна лінія)

На останок слід зазначити, що різні види сучасних спіральних антен мають великий потенціал поліпшення параметрів і характеристик, а також заслуговують на подальші експерименти та дослідження завдяки їх низькопрофільній конструкції і високим коефіцієнтам підсилення.

ВИСНОВКИ

В результаті проведеного дослідження побудовано модель однозаходної архімедової спіралі на частоті 1...2,5 ГГц. В процесі визначення параметрів спіралі отримано наступні показники: $K_{CX} < 3$ та коефіцієнтом відбиття меншим за -10 дБ. Шляхом чисельних досліджень було отримано 3D та 2D діаграми спрямованості, порівняно K_{CX} та коефіцієнти відбиття для різних геометричних параметрів спіралей.

З результатів проектування архімедової спіралі можна зробити наступні висновки:

- коефіцієнти відбиття в першу чергу залежать від лінійних розмірів провідника та діелектрика (OX, OY), бо при збільшенні цих параметрів спостерігається значне погіршення коефіцієнту відбиття;
- зміна діаметра спіралі впливає на поліпшення K_{CX} , при збільшенні K_{CX} прагне до найкращого узгодження, а при зменшенні узгодження погіршується;
- антенна має залежність від кількості витків, чим їх менше - тим вона менш спрямована;
- діаметр рефлектора вибирається невеликим, але більшим за $0,5\lambda$, бо при цьому вхідний опір спіральної антени при підключенні рефлектра змінюється несуттєво, при великих розмірах діаметра рефлектора збільшується величина зворотного послаблення.

Антенна є слабкоспрямованою, якою і повинна бути антенна для мобільного зв'язку сучасних і майбутніх поколінь з швидкісним широкосмуговим доступом до інтернету через WiFi.

Що стосується імпедансної спіральної антени, то слід зазначити наступне.

Досліджено нову конструкцію колополяризованої спіральної антени витікаючої хвилі на основі модульованого за синусоїдальним просторовим законом поверхневого імпедансу індуктивного типу.

Отримано апроксимаційні вирази для поверхневого імпедансу та поля випромінювання спіральної антени уповільненої хвилі. Апроксимації для цієї уповільненої хвилі залежать від сталої поширення, отриманої внаслідок формулювання та розв'язку 2D задачі, що розв'язано за допомогою методу Олінера-Гесселя [5]. Комплексна стала поширення залежить тільки від двох факторів: від середнього опору імпедансної поверхні та від індексу просторової модуляції імпедансної поверхні. Отримано оцінки підсилення антени, діаграм спрямованості та ступеню узгодженості антени з лінією живлення шляхом оцінки її енергетичної ефективності в залежності від нормованого до довжини хвилі у вільному просторі радіусу антени.

Проектування і дослідження антени виконувалось у двох моделях плоскої імпедансної спіралі: гофрованої екранованої діелектричної пластини та щільної структури різнорозмірних друкованих прямокутників. Останній випадок створює топологію плоскої спіралі піксельного (переривчастого) типу, подібного до голографічних антен, описаних у [6].

Найкращий з розглянутих варіантів конструкцій імпедансних спіральних антен забезпечує великі для відносно малих поперечних електричних розмірів значення підсилення в межах 20 ... 26 dB з рівнем пелюсток бічного випромінювання у діаграмі спрямованості меншим за 20 dB. Крос-поляризаційні діаграми спрямованості мають передбачуваний нуль по осі випромінювання спіралі і симетричні максимуми випромінювання з підсиленням на рівні 10 dB у бічних напрямках на кутах $\pm 10^\circ$. Це дає можливість для використання такої антени у складі моноімпульсного радару[18].

Теоретично було складно оцінити ступінь широкосмуговості розглянутої конструкції антени. Однак, чисельні розрахунки показали, що робоча смуга антени за критерієм падіння підсилення до рівня -3 dB від максимуму складає

10%; більше того, частотна залежність підсилення є майже плоскою функцією в 5% смузі частот (з відхиленням, меншим за 0.5 dB в порівнянні з підсиленням на центральній частоті робочого діапазону). Однак, основним недоліком такого типу антен є їх низька енергетична ефективність (15...20%). Водночас це призводить до падіння рівнів бічних пелюсток діаграми спрямованості на крос-поляризації.

Безперечною перевагою всіх запропонованих конструкцій спіральних антен є їх геометрична плоскість та наявність однієї єдиної точки живлення. Ця обставина робить перспективним застосування подібних низькопрофільних антен на борту літальних апаратів, як пілотованих, так і безпілотних (БПЛА), які не порушують принцип аеродинамічної обтічності носія антени.

Зі зростанням робочої частоти геометричні розміри антен стають меншими, а їх ефективність зростає, що дає можливість при незмінних потужності передавача і чутливості приймача збільшувати дальність дії.

З цієї точки зору цікавим є застосування таких антен в міліметровому діапазоні хвиль. Подальші дослідження імпедансних спіральних антен доцільно спрямувати на підвищення енергетичної ефективності випромінювання поверхневої хвилі.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. Кюн, Рудольф. Микроволновые антенны / Пер. с нем. В.И. Тарабрина и Э.В. Лабеецкого; Под ред. проф. М.П. Долуханова. – [Ленинград]: Судостроение, 1967. – 517 с.
2. Цалієв Т.А. Широкопasmовa планарна спіральнo-кільцева антeна / Т.А. Цалієв, К.В. Куцук, С.В. Сідeнь. – Львів, 2017. – 326 с.
3. HFSS – High Frequency Structure Simulation. Manuals, Agilent, 2020.
4. Банков С.Е. Электродинамика и техника СВЧ для пользователей САПР / С.Е. Банков, А.А. Курушин. – М., 2008. – 276 с.
5. Minatti G. Spiral Leaky-Wave Antennas Based on Modulated Surface Impedance / G. Minatti, F. Caminita, M. Casaletti, S. Maci // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2011. – Vol. 59. – N. 12. – P. 4436-4444.
6. Oliner A. Guided waves on sinusoidally-modulated reactance surfaces / A. Oliner, A. Hessel // IRE Trans. Antennas Propag. – 1959. – Vol. 7. – N. 5. – P. 201-208.
7. Fong B.H. Scalar and tensor holographic artificial impedance surfaces / B.H. Fong, J.S. Colburn, J.J. Ottusch, J.L. Visher, D.F. Sievenpiper // IEEE Trans. Antennas Propag. – 2010. – Vol. 58. – N. 10. – P. 3212-3221.
8. Nannetti M. Leaky-wave based interpretation of the radiation from holographic surfaces / M. Nannetti, F. Caminita, S. Maci // Proc. IEEE AP-S Int. Symp., Honolulu, HI, Jun. 9 – 15, 2007. – P. 5813-5816.
9. Kaiser J.A. The Archimedean two-wire spiral antenna / J.A. Kaiser // IRE Trans. Antennas Propag. – 1960. – Vol. 8, N. 3. – P. 312-323.
10. Nakano H. Low-profile equiangular spiral antenna backed by an EBG reflector / H. Nakano, K. Kikkawa, N. Kondo, Y. Iitsuka, and J. Yamauchi // IEEE Trans. Antennas Propag. – 2009. – Vol. 57, N. 5. – P. 1309-1318.

11. Sarabandi K. Efficient calculation of the fields of a dipole radiating above an impedance surface / K. Sarabandi, M.D. Casciato, I.S. Koh // IEEE Trans. Antennas Propag. – 2002. – Vol. 50. – N. 9. – P. 1222-1235.
12. Maci S. Diffraction at the edge of a truncated grounded dielectric slab / S. Maci, L. Borselli, L. Rossi // IEEE Trans. Antennas Propag. – 1996. – Vol. 44. – N. 6. – P. 863-873.
13. Lovat G. Fundamental properties and optimization of broadside radiation from uniform leaky wave antennas / G. Lovat, P. Burghignoli, and D. R. Jackson // IEEE Trans. Antennas Propag. – 2006. – Vol. 54. – N. 5. – P. 1442-1452.
14. Maci S. Green's function of an infinite slot printed between two homogeneous dielectrics-Part II: Uniform asymptotic solution / S. Maci, A. Neto // IEEE Trans. Antennas Propag. – 2004. – Vol. 52. – N. 3. – P. 666-676.
15. Peng S.T. Theory of periodic dielectric waveguides / S.T. Peng, T. Tamir, and H.L. Bertoni // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1975. – Vol. 23. – N. 1. – P. 123-133.
16. Maci S. A pole-zero matching method for EBG surfaces composed of a dipole FSS printed on a grounded dielectric slab / S. Maci, M. Caiazzo, A. Cucini, and M. Casaletti // IEEE Trans. Antennas Propag. – 2005. – Vol. 53. – N. 1. – P. 70-81.
17. Maci S. FSS-based EBG surfaces /S. Masi // In Electromagnetic Metamaterials: Physics and Engineering Aspects, R.W. Ziolkowski and N. Engheta, Eds. – New-York: Wiley Interscience, 2006, ch. 13.
18. De Vita P. Fast analysis of large finite arrays with a combined multiresolution–SM/AIM approach / P. De Vita, A. Freni, F. Vipiana, P. Pirinoli, and G. Vecchi // IEEE Trans. Antennas Propag. – 2006. – Vol. 54. – N. 12. – P. 3827-3832.
19. Sierra-Castañer M. Low-cost monopulse radial line slot antenna / M. Sierra-Castañer, M. Sierra-Perez, M. Vera-Isasa, J.L. Fernández-Jambrina // IEEE Trans. Antennas Propag. – 2003. – Vol. AP-51. – N. 2. – P. 256-263.