

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»

Факультет інформаційної безпеки та електронних комунікацій
(повне найменування інституту, факультету)

Кафедра радіотехніки та телекомунікацій
(повне найменування кафедри)

Пояснювальна записка

до дипломного проєкту (роботи)
магістра

(ступінь вищої освіти)

на тему **НИЗЬКОПРОФІЛЬНА БОРТОВА АНТЕНА ДЛЯ ПОВІТРЯНИХ
ТА МОРСЬКИХ ДРОНІВ**

Виконав(ла): студент(ка) 2м курсу, групи БК-213м

Спеціальності _____

172 «Електронні комунікації та радіотехніка»
(код і найменування спеціальності)

Освітня програма (спеціалізація) _____

_____ «Радіотехніка»

_____ СЕЛЮК Є.В.
(ПРИЗВИЩЕ та ініціали)

Керівник _____ БУГРОВА Т.І.
(ПРИЗВИЩЕ та ініціали)

Рецензент _____
(ПРИЗВИЩЕ та ініціали)

2024 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 «Електронні комунікації 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 2024 року



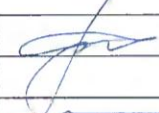
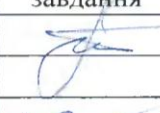

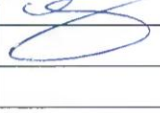
ЗАВДАННЯ
 НА ДИПЛОМНИЙ ПРОЄКТ (РОБОТУ) СТУДЕНТА

СЕЛЮКУ Євгену Васильовичу

(ПРІЗВИЩЕ, ім'я, по батькові)

- Тема проєкту (роботи) Низькопрофільна бортова антена для повітряних та морських дронів
- керівник проєкту (роботи) к.т.н., доц. БУГРОВА Тетяна Іванівна
(науковий ступінь, вчене звання, ПРІЗВИЩЕ, ім'я, по батькові)
- затверджені наказом закладу вищої освіти від "25" вересня 2024 року № 386
- Строк подання студентом проєкту (роботи) 10 грудня 2024 р.
- Вихідні дані до проєкту (роботи) Спроектувати низькопрофільну антену для її застосування в якості багатофункціональної антени на борту повітряного або морського дрона в складі навігаційного комплексу, за також апаратури аудіо- та відеозв'язку.
- Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) Розробка проєкту плоскої спіраліної антени L діапазону у програмі проектування HFSS. Дослідження можливостей розширення діапазону робочих частот плоских антен за рахунок застосування новітніх зразків імпедансних поверхонь і оптичних технологій. Дослідження спрямованих властивостей плоских антен, їх коефіцієнту стоячої хвилі, вхідного імпедансу та коефіцієнта відбиття у нижній частині K-діапазону.
- Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень, кількість слайдів, плакатів) 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., к.т.н., доцент		
Нормо-контроль	МОРОЗ Г.В., ст. викладач		

7. Дата видачі завдання «15» вересня 2024 року.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів дипломного проєкту (роботи)	Строк виконання етапів проєкту (роботи)	Примітка
1	Літературний огляд	1 тиждень	виконано
2	Побудова проєкту низькопрофільних антен в системі HFSS	4 тижні	виконано
3	Проектування плоских спіралей різних конструкцій	3 тижні	виконано
4	Просторові властивості	2 тижні	виконано
5	Дослідження показників узгодження	2 тижні	виконано
6	Тестування розробки	1 тиждень	виконано
7	Складення змісту пояснювальної записки та створення презентації	1 тиждень	виконано
8	Рецензування та захист магістерської кваліфікаційної роботи	2 дні	

Студент(ка)


 (підпис)

Євген СЕЛЮК
 (ім'я, ПРИЗВИЩЕ)

Керівник проєкту (роботи)


 (підпис)

Тетяна БУГРОВА
 (ім'я, ПРИЗВИЩЕ)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка до магістерської роботи: 62 с., 1 табл., 36 рис., 16 джерел.

НИЗЬКОПРОФІЛЬНА АНТЕНА, ДІАГРАМА СПРЯМОВАНОСТІ, ВХІДНИЙ ІМПЕДАНС, КОЕФІЦІЄНТ СТОЯЧОЇ ХВИЛІ, КОЕФІЦІЄНТ ВІДБИТТЯ, HFSS, СПІРАЛЬ, ГОЛОГРАФІЧНА АНТЕНА.

Досліджено параметри матриці розсіювання та вхідного імпедансу, а також діаграм спрямованості низькопрофільних спіральних антен різних конструкцій для дронів повітряного, наземного та морського призначення.

Метою роботи є проектування та дослідження властивостей узгодження та спрямованості низькопрофільних бортових антен для повітряних, сухопутних і морських дронів.

Наукова новизна роботи полягає в вивченні властивостей низькопрофільних спіральних антен, які є конструктивно новими рішеннями, що не досліджувались раніше.

Практична цінність роботи виражається в тому, що всі розглянуті в дослідженні антени є геометрично плоскими і з єдиним портом живлення. Це полегшує і здешевлює використання низькопрофільних антен у безпілотних літальних апаратах, а також у наземних та морських дронах, тому що в процесі руху носія такі антени не створюють аеродинамічного або гідродинамічного опору. Основна для антен такого типу поляризація обертання зменшує потужність завад, утворених навмисно засобами радіоелектронної боротьби ворога.

ЗМІСТ

	С.
Скорочення та умовні позначки	7
Вступ.....	8
1 Літературний огляд	10
1.1 Огляд класичних конструкцій спіралей.....	11
1.2 Формування випромінення за допомогою спіралей.....	12
2 Проектування плоскої архимедової спіралі в середовищі електродинамічного моделювання Ansoft HFSS	15
2.1 Математична модель.....	15
2.2 Різні способи живлення спіралей	16
2.3 Задача збільшення ширини смуги робочих частот.....	18
2.4 Опис побудови конструкції плоскої спіралі в середовищі електродинамічного симулювання Ansoft HFSS	18
3 Чисельний аналіз плоскої архимедової спіралі в середовищі електродинамічного моделювання Ansoft HFSS	24
3.1 Параметри конструкції та опис умов досліджень	24
3.2 Об'ємні амплітудні ДС архимедової спіралі.....	25
3.3 Амплітудні діаграми спрямованості архимедової спіральної антени в основних перерізах.....	28
3.4 Частотні залежності коефіцієнта відбиття, КСХ та модуля комплексног вхідного опору антени	30
4 Плоскі спіралі з модульованими метаматеріалами	33
4.1 Аналіз спіралей з модульованим поверхневим імпедансом.....	33
4.2 Модель збудження електричної складової поверхневої ЕМХ на однорідній імпедансній радіальній структурі	35

4.3 Отримання виразів для напруженості електричного поля в дальній зоні	39
4.4 ДС і її зв'язок з глибиною просторової модуляції поверхневого імпедансу.....	40
4.5 Визначення КП імпедансної спіральної антени.....	44
4.6 Спіраль, утворена модуляцією товщини діелектричного шару, екранованого металом	47
4.7 Друкована голографічна антена спірального типу.....	52
Висновки	58
Перелік джерел посилань	61

СКОРОЧЕННЯ ТА УМОВНІ ПОЗНАКИ

ANSOFT	–	система електродинамічного моделювання антен та НВЧ
HFSS		пристроїв
K	–	діапазон радіочастот 18-27 ГГц
L	–	діапазон радіочастот 1-2 ГГц
VSWR	–	коефіцієнт стоячої хвилі
АДС	–	амплітудна діаграма спрямованості (антени)
БПЛА	–	безпілотний літальний апарат
EMX	–	електромагнітна хвиля
ККД	–	коефіцієнт корисної дії
КП	–	коефіцієнт підсилення (антени)
КСД	–	коефіцієнт спрямованої дії (антени)
ЛА	–	літальний апарат
ПІ	–	поверхневий імпеданс
ПХ	–	поверхнева хвиля
РЛС	–	радіолокаційна станція (радар)

ВСТУП

Магістерська робота присвячена вивченню можливостей низькопрофільних спіральних антен, як побудованих за простим принципом використання архімедових спіралей, так і доволі складних конструкцій із застосуванням сучасних технологій 3D-принтування топології спіралей на плоскій діелектричній підкладинці. Виняткові аеро- та гідродинамічні властивості цих антен дозволяють без порушення скритності та обтічності носіїв розміщувати їх на борту відповідних дронів. Подальшим розвитком в царені конструювання антен для дронів є дослідження можливості застосування плоских антен на основі еластичних плівок.

Актуальність визначається ключовою роллю безпілотників у сучасній війні як ефективного і водночас економічного засобу знищення переважаючого за кількістю живої сили і озброєння ворога. То ж, ефективність застосування БПЛА на полі бою є очевидною. Проте, разом з вдосконаленням дронів, паралельно йде процес вдосконалення апаратури протидії дронам у вигляді РЕР і РЕБ. Ці виклики вимагають відповідної нейтралізації шкоди від дії радіорозвідки і радіоелектронної боротьби. Причому процес вдосконалення дії і протидії триває безперервно. До алгоритмів захисту дронів розробники активно долучають штучний інтелект. Одним із способів уникнення дії РЕБ є перехід до іншого діапазону частот. Тому актуальною є задача проектування приймально-передавальної апаратури і пристроїв випромінення для цих нових діапазонів частот, як ввєрх, так і вниз від використовуваних сьогодні.

Наукова новизна міститься в геометрії низькопрофільних імпедансних спіральних антен. Особливий інтерес викликають модульовані імпедансні спіральні поверхні, які мають такий додатковий важіль для узгодження і зміни спрямованих властивостей, як параметр глибини модуляції імпедансу.

Новими, з наукової точки зору, є також досліджені в даній роботі радіоголографічні спіральні антени, які виготовляються за технологією 3D-принтування.

Практична користь роботи підтверджується конструктивними особливостями низькопрофільних спіральних антен: можливістю живлення їх з однієї точки та аеродинамічною обтічністю їх форми, що дає змогу встановлювати їх на борт ЛА, і не тільки безпілотних.

Застосування поляризації обертання, яка є основною у антен спірального типу, благотворно впливає на завадозахищеність сигналу. Застосування ортогональної поляризації відкриває потенціал використання таких антен у складі моноімпульсних радіолокаційних систем.

Використання міліметрових хвиль у керуванні безпілотниками є справою найближчих майбутніх часів, з огляду на зменшення габаритів конструкцій і зростання довжини радіоканалу із збільшенням несівної частоти. Але готуватися до освоєння нового діапазону розробники навігаційної і зв'язкової техніки повинні вже зараз.

1 ЛІТЕРАТУРНИЙ ОГЛЯД

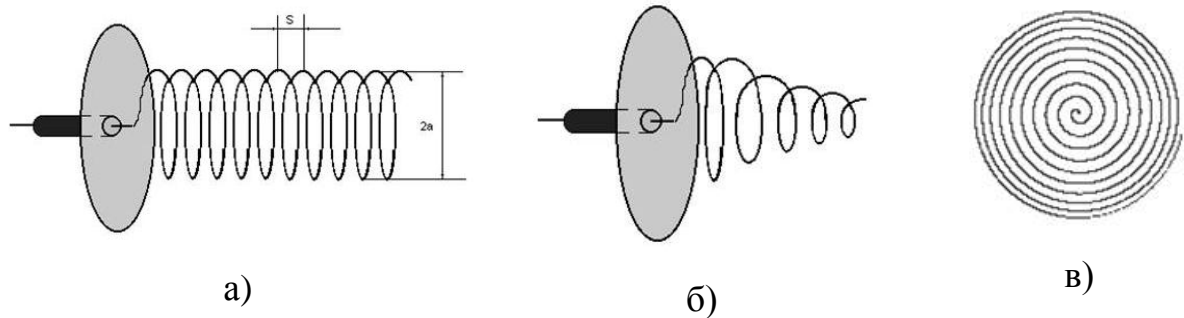
За принципом дії спіральні антени, неважливо якої саме конструкції – об’ємні чи плоскі – належать до класу антен зі сповільненою відносно швидкості світла фазовою швидкістю поширення хвилі вздовж сповільнювальної системи. Конструктивно це є провідник або щілина в металевому екрані у спіральному вигляді. В залежності від електричних розмірів (відношення геометричних розмірів до довжини робочої хвилі) спіральна антена може випромінювати і приймати потужність в одному з трьох ключових режимів – коловому, ортогональному до геометричної осі і поздовжньому напрямку випромінювання. Ступінь підсилення потужності спіральною антенною в осьовому режимі випромінювання спочатку зростає зі збільшенням осьового електричного розміру, а при сильному подовженні спіралі більшому за оптимальну довжину в 9λ починає зменшуватись внаслідок переходу в режим похилого випромінювання. При цьому спостерігається нахил головної пелюстки діаграми спрямованості на деякий кут від осі антени, і цей нахил збільшується з подовженням осьового розміру спіралі.

Спіральним антенам притаманний великий вхідний опір порядку 140 Ом, то ж виникає проблема узгодження її з хвилевим опором коаксіального кабелю з хвилевим опором 50 Ом, тобто, опори відрізняються майже в три рази. Імпедансна неузгодженість викликає дифракційні втрати потужності на відбиття від перерізу з’єднання коаксиалу зі спіральною антенною. Це означає, що як мінімум 47,4% потужності, наприклад, передавача, замість антени і випромінювання у навколишній простір повертається назад до виходу передавача і псує його режим роботи. Тому без трансформатора імпедансу не обійтись.

Серед широкого класу антен сповільненої хвилі спіральні антени виділяються від інших антен рухомої хвилі тим, що є випромінювачами обертальної поляризації. Для цього повинна виконуватись умова $L=\lambda$ (L – довжина витка спіралі).

1.1 Огляд класичних конструкцій спіралей

Поглянемо на рисунок 1.1. На ньому можна бачити три класичні типи спіралей, а саме: спіраль циліндричної форми (а), конусної (б), пласкої форми (в).



- а) спіраль циліндричної форми; б) спіраль конусної форми;
в) спіраль пласкої форми.

Рисунок 1.1 – Три класичних форми спіралей

Суттєвою перевагою спіральних антен є певна частотна незалежність їх основних параметрів.

З математичної точки зору, якщо зі зміною частоти синхронно змінюються і геометричні параметри антени, характеристики спрямованості антени змінюватись не повинні, тобто, параметри і характеристики антени є сталими для будь-якої частоти робочого діапазону.

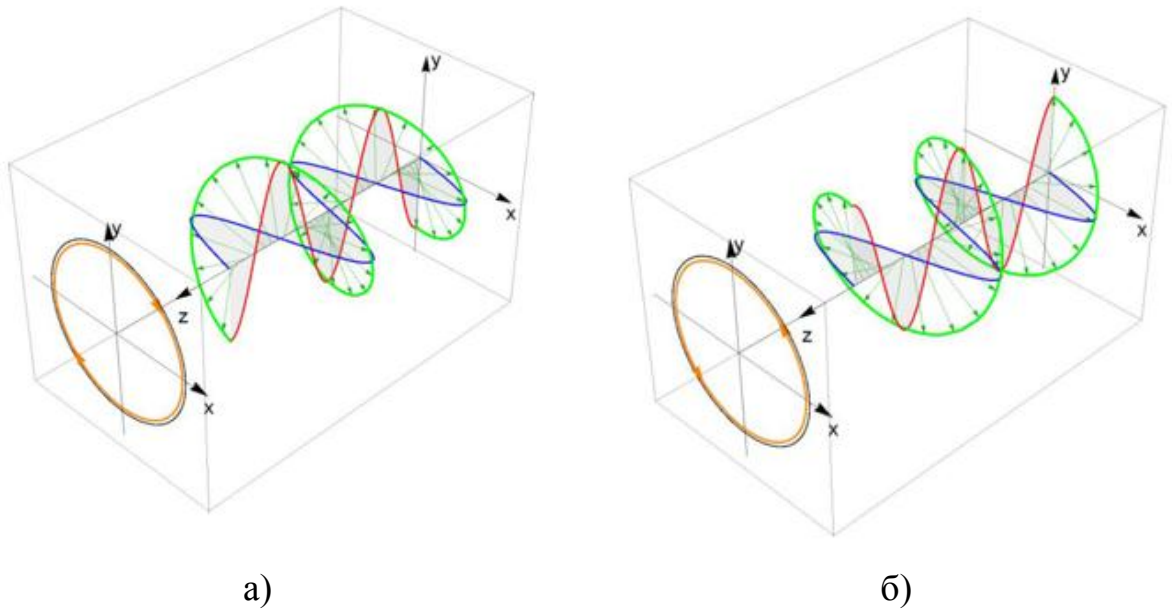
На певній частоті потужність випромінювання формується тільки так званою активною частиною антени. Коли ми переналаштуємо частоту в бік її збільшення, активна частина антени, що формує випромінювання, зміщується вздовж антени в бік витків з меншими розмірами, при цьому масштабний множник – коефіцієнт пропорційності між довжиною витка і довжиною хвилі – залишається постійним. Саме так виглядає втілений в конструкції спіральної антени принцип електромагнітної подібності.

1.2 Формування випромінювання за допомогою спіралей

Як вже згадувалося вище, спіралі є випромінювачами поля обертової поляризації, тобто, при поширенні поля випромінювання антени вздовж осі Z вектор напруженості електричного поля здійснює обертання навколо цієї осі, причому годограф (кінець вектора рухається по поверхні еліптичного або (часний випадок) по поверхні колового циліндра. Обертання вектора електричного поля в просторі може бути за годинниковою стрілкою (правообертova поляризація), або проти годинникової стрілки (лівообертova поляризація), якщо дивитися в напрямку поширення хвилі (рис. 1.2) [1].

Широкозмуговою є антена Вівальді, яка слідує принципу електромагнітної подібності, та не може випромінювати поляризацію колового типу (рис. 1.3).

Узагальнюючи геометричні особливості згаданих антен, дійдемо наступного висновку: частотно-незалежними можуть бути так звані фрактальні антени, що створюються із подібних за конструкцією елементів, але таких, які входять в склад антени у все зменшуючомуся або збільшуючомуся масштабі (рис. 1.3).

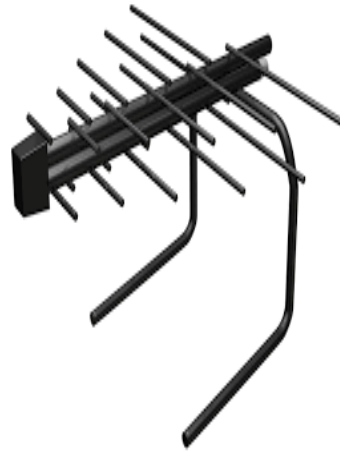


а) правообертова; б) лівообертова.

Рисунок 1.2 – Поляризації обертання



а)



б)



в)

Рисунок 1.3 – Антена колової поляризації з турнікетів (а);
 логоперіодична антена горизонтальної поляризації (б);
 антена Вівальді горизонтальної поляризації (в)

Як вже згадувалося раніше, довжина витка спіралі і довжина робочої хвилі λ повинні дорівнювати одна одній. Нехай на цей виток полається сигнал у вигляді косинусоїди, тобто, в початковій точці витка – максимум напруги. Через чвертьхвилі на довжині витка буде його мінімум. Точки мінімального і максимального потенціалів зсуваються в процесі руху хвилі вздовж сповільнювальної структури, таким чином, спричиняючи обертання вектора електричного поля навколо напрямку поширення хвилі [1-6].

Розглянемо осьовий режим випромінення спірала. Для того, щоб це забезпечити, необхідно реалізувати можливість синхронного руху у різних витках всіх максимумів і мінімумів напруг. Тоді здійснюється синхронне підсумовування полів, які індукуються різними витками, у осьовому напрямку. Внаслідок цього формується осьова орієнтація максимуму просторової діаграми спрямованості спіралі.

Треба мати на увазі наступну властивість колової поляризації при використанні її на передачу та на прийом. У випадку дзеркального відбиття від об'єкту поляризація сигналу змінюється на ортогональну (ліва на праву і навпаки). Що це означає? Наприклад, якщо прямі сигнали випромінює спіраль з лівообертовою поляризацією, то відбитий сигнал повинна приймати вже спіраль з правообертовою поляризацією, тобто, це повинні бути дві різні антени з протилежною намоткою спіралі [7].

2 ПРОЕКТУВАННЯ ПЛОСКОЇ АРХИМЕДОВОЇ СПІРАЛІ В СЕРЕДОВИЩІ ЕЛЕКТРОДИНАМІЧНОГО МОДЕЛЮВАННЯ ANSOFT HFSS

2.1 Математична модель

В проєкті здійснимо побудову плоскої архимедової спіралі [2, 3].

Антену конструктивно складається з плоских стрічок провідника або, в інверсному варіанті, зі щілин спіральної конфігурації, які прорізаються в металевому екрані (рис. 2.1).

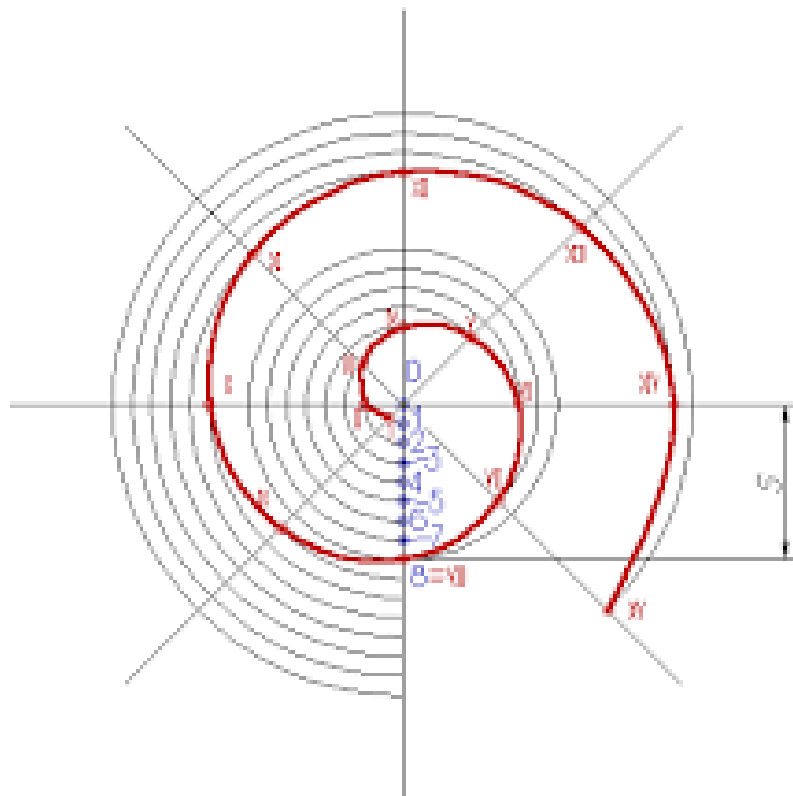


Рисунок 2.1 – Побудова моделі плоскої спіральної антени

Скористаємось математичним рівнянням спіралі Архимеда в полярних координатах:

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

де ρ – радіус-вектор, що з'єднує початок координат з голографом вектору;
 α – фактор приросту модуля радіус-вектора зі збільшенням кута φ
 полярної системи координат;

b – перше значення довжини (модуля) радіус-вектора ρ .

Спіральна антена буває однозаходною або багатозаходною. Для двозаходної спіралі полярний кут φ першої гілки відраховується від нуля, для другої гілки він відраховується від 180° . Двозаходна спіральна антена створена з двох однакових закручених равликом провідників, які в площині розташування плоскої спіральної антени повернені один відносно одного на 180° [2, 3]. Гілки багатозаходних спіралей утворюються шляхом повороту кожної наступної гілки на полярний кут $180^\circ/m$, де m – кратність багатозаходної спіралі (кількість її гілок).

2.2 Різні способи живлення спіралей

Слід зазначити ще одну особливість спрямованих властивостей спіралей, яка полягає в тому, що діаграма спрямованості має доекстремальний характер, тобто, ДС має два однакових головних максимуми – в передньому та задньому напівпросторах. Між тим, нам треба односпрямоване випромінювання. Для подолання цієї двоспрямованості слугує екран, який розташовується на відстані, що дорівнює непарній кількості чвертей довжини хвилі. В результаті пелюстка, яка

випромінювалась в задню напівплощину, підсумовується синфазно із передньою пелюсткою. Випромінення, завдяки правильно розташованому екрану, стає односпрямованим. Для збудження спіралі екран фідера паяється до екрану спіралі, а сигнал – до її гілки.

Раніше ми вже обговорювали велику відмінність вхідного опору спіралі і хвильового опору коаксіалу, а також розглянули основні негативні наслідки великого неузгодження. Для вирівнювання хвильових опорів застосовується плавний трансформатор імпедансів, який виглядає як смужкова плоска лінія передавання, що завдяки експоненційному закону зміни свого поперечного перерізу плавно перетворює менший хвильовий опір кабелю, що відповідає широкому поперечному перерізу трансформатора, в значно більший вхідний опір спіралі, який відповідає меншому поперечному перерізу узгоджувального трансформатора.

Недоліком спіральних антен є відносно невисокий коефіцієнт підсилення одинокої спіралі в районі 6-11 дБ. Але існує спосіб збільшення коефіцієнту підсилення за рахунок побудови антенної решітки зі спіралей. В цьому випадку ширина головної пелюстки ДС та коефіцієнт підсилення вже буде визначати розмір і спосіб збудження полотна антенної решітки і теоретично коефіцієнт підсилення дальність дії системи радіозв'язку можна зробити якими завгодно [1].

Екран спіральної антени за розмірами повинен бути від декількох довжин хвиль до нескінченності.

У двозахідної спіралі, як вже зазначалося вище, гілки зсунуто радіально на 180° одна відносно одної, внаслідок чого відбувається діаметрально протилежне розташування максимумів та і мінімумів напруги. Замкнення кінців гілок перешкоджає збудженню стоячих хвиль при будь-якій малій кількості витків. Циліндрична спіральна антена не є широкосмужовою. При перестроюванні частоти в ній змінюється відповідним чином розподіл

напруги по витках, що і є причиною зменшення смуги робочих частот циліндричної спіралі.

2.3 Задача збільшення ширини смуги робочих частот

Ширина смуги робочих частот спіралі є найбільш чутливою до зміни геометрії цієї антени – осьової довжини, діаметру витків та кута підйому витка або кроку між сусідніми витками.

В залежності від сфери застосування, спіраль може бути як циліндричною, так і конічною або пласкою, коли низькопрофільність конструкції має принципове значення, як у нашому випадку. При конструюванні спіралі з різних за довжиною витків треба змиритися з тим, що підсилення поля випромінювання буде формуватися не всіма витками спіралі одночасно, а лише декількома найближчими за довжиною витка до робочої хвилі в даній точці частотного діапазону. Тобто, широкосмуговість і гостра спрямованість випромінювання цієї антени є факторами взаємного внутрішнього протиріччя.

2.4 Опис побудови конструкції плоскої спіралі в середовищі електродинамічного симулювання Ansoft HFSS

Архімедова спіраль фізично виконується з мідної стрічки, яка закручується равликом навколо точки свого живлення від коаксіалу і розташовується на верхній частині тонкої (1,5 мм) діелектричної пластини з високочастотного стеклотекстоліту польського виробництва марки FR-4. Форму підкладки, на верхньому боці якої ми згодом розташуємо плоску спіраль, видно з рисунку 2.2 [3].

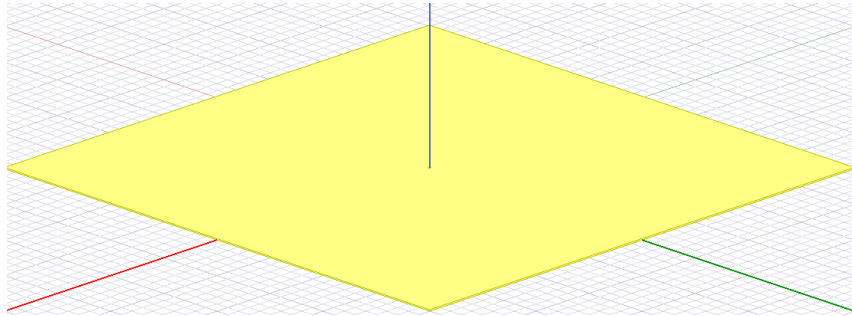


Рисунок 2.2 – Побудова в середовищі проектування HFSS підкладкинки
плоскої спіралі

Для живлення спіралі з першого витка за допомогою коаксіалу зробимо круглий отвір радіусом 2,11 мм. Отвір в діелектричній підкладинці можна бачити на рисунку 2.3.

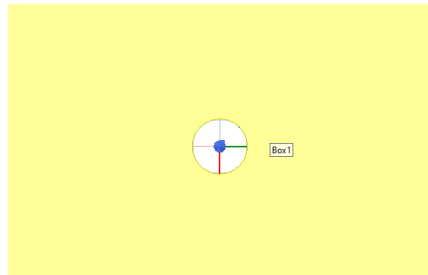


Рисунок 2.3 – Отвір для живлення спіральної антени

Тепер можна побудувати сам коаксіальний кабель. Конструктивно він представляє собою співвісні вкладені один в один три різних циліндри діаметрами 14, 11 і 4,22 мм. Найзручніше будувати коаксіал за наступним правилом: з більшого циліндру треба вирізати кожен наступний, менший за діаметром від попереднього.

Отриману таким способом конструкцію коаксіального кабелю бачимо на рисунку 2.4.



а) фронтальна проекція; б) горизонтальна проекція.

Рисунок 2.4 – Зовнішній вигляд коаксіалу в двох проекціях

Як зазначалося раніше, без екрану спіральна антена має двоспрямоване випромінювання. Це нам не потрібно. Тому спроектуємо металевий екран у вигляді тонкої мідної пластини з розмірами діелектричної підкладки, як показано на рисунку 2.5.

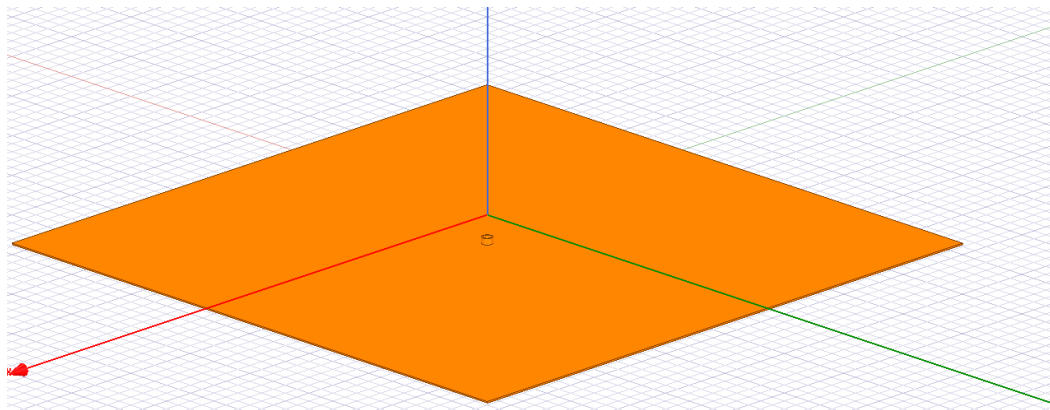


Рисунок 2.5 – Конструкція тонкого металевого екрану

Оскільки архімедова спіраль є математичною функцією, то нема потреби малювати її по координатних точках і далі згладжувати за допомогою сплайн-процедури. Можна просто скористатись відповідним меню Draw Equation Based Curve [4] і ввести параметри меж спіралі і саму формулу для

обчислення архімедової кривої, так само можна створити будь-яку складну за конфігурацією антену, якщо для неї існує утворююча формула: логарифмічну, гаусову та будь-яку іншу спіраль. Меню для введення формули і параметрів спіралі представлено на рисунку 2.6.

The image shows two side-by-side dialog boxes from a software application. The left dialog, titled "Equation Based Curve", contains several input fields: $X(t) = (r_0 + a * t) * \cos(t)$, $Y(t) = (r_0 + a * t) * \sin(t)$, $Z(t) = 2$, $Start_t = 0$, $End_t = 6 * \pi$, and $Points = 0$. The right dialog, titled "Add Variable", contains fields for $Name = a$, $Unit\ Type = None$, $Unit$ (empty), $Value = 9$, and $Type = Local\ Variable$. Both dialogs have "OK" and "Cancel" buttons at the bottom.

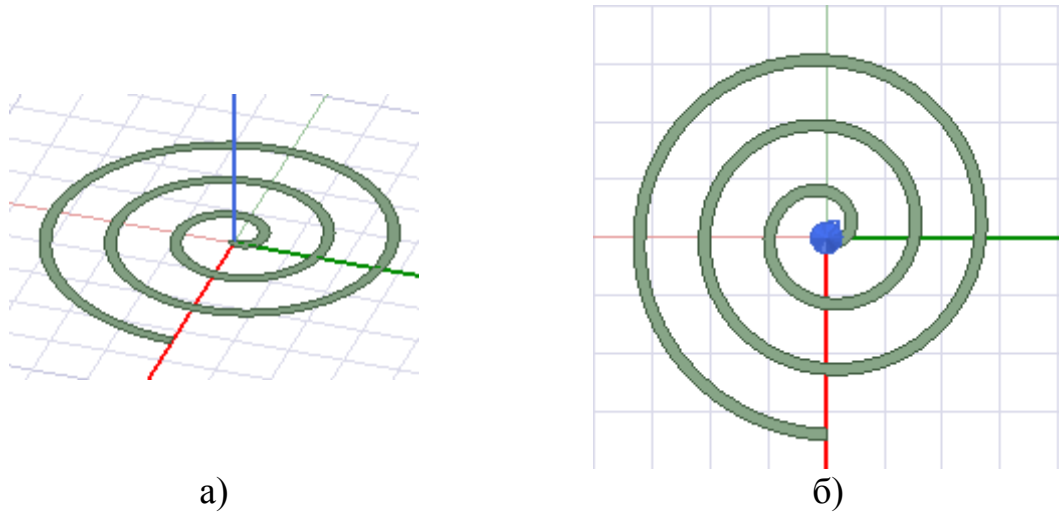
a)

б)

Рисунок 2.6 – Меню для створення спіралі (а) і завдання параметрів (б)

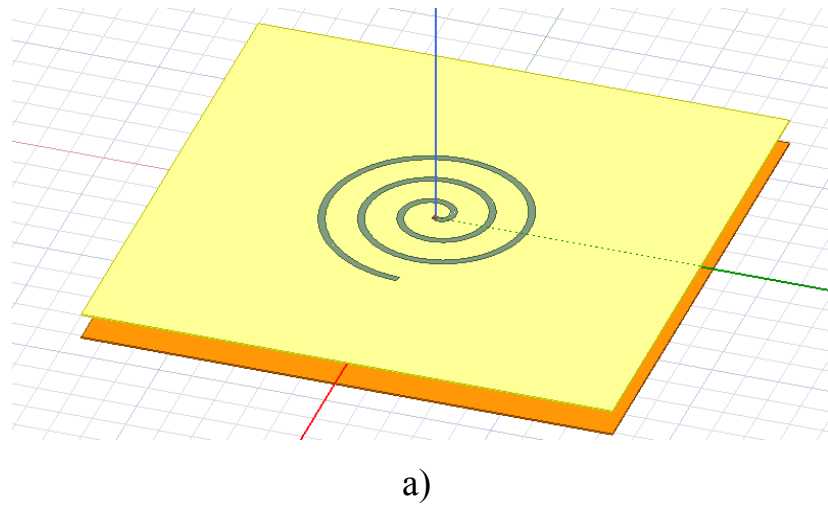
Конфігурація архімедової спіралі показана на рисунку 2.7.

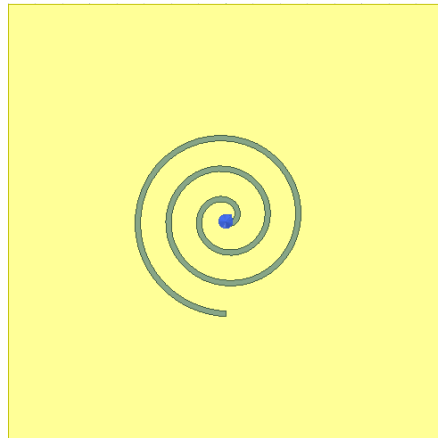
На рисунку 2.8 представлено загальну конструкцію плоскої спіральної антени на підкладинці з стеклотекстоліту. З бічної проекції антени видно взаємне розташування діелектричної підкладинки та металевого екрану, а також спосіб живлення архімедової спіралі за допомогою коаксіального кабелю. Екран кабелю паяється до екрану антени, а жила його припаюється до початкової точки спіралі (зелена точка на верхній проекції спіралі (рис. 2.8 б). Результат побудови зображено на рисунку 2.8, який дає загальне уявлення про складові частини всієї низькопрофільної спіральної антени Архімеда.



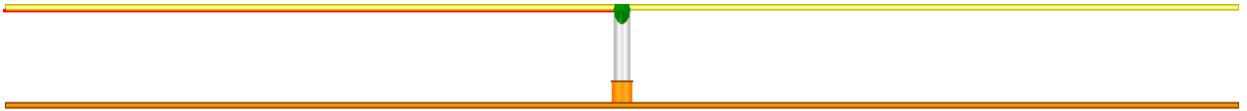
а) аксонометрія; б) план.

Рисунок 2.7 – Архімедова спіральна антена в координатах тривимірної системи





б)



в)

а) зображення в об'ємі; б) верхня проекція антени;
в) бічна проекція антени.

Рисунок 2.8 – Загальне уявлення про конструкцію низькопрофільної антени у вигляді архімедової спіралі

3 ЧИСЕЛЬНИЙ АНАЛІЗ ПЛОСКОЇ АРХИМЕДОВОЇ СПІРАЛІ В СЕРЕДОВИЩІ ЕЛЕКТРОДИНАМІЧНОГО МОДЕЛЮВАННЯ ANSOFT HFSS

3.1 Параметри конструкції та опис умов досліджень

Після побудови проекту в HFSS варто дослідити вплив окремих параметрів геометрії спіральної антени на основні електричні параметри та частотні характеристики, а також на зв'язок спрямованих властивостей спіральних антен із цими параметрами. Основна задача – досягнути високого ступеню узгодженості антени із коаксіалом для підвищення ККД всієї системи в сукупності. Зручним для оптимізації геометричних розмірів є критерій мінімуму коефіцієнта стоячої хвилі на фіксованій частоті 2 ГГц. Для параметричної оптимізації спіральної антени вибираємо наступні параметри, які будемо змінювати. Це початковий радіус спіралі R_0 , ширина смужки спіралі, параметр a швидкості її закручування та габарити антени на підкладинці по осі OX і OY . Логіку змінювання параметрів від експерименту до експерименту можна з'ясувати зі змісту таблиці 3.1. В ній зведені параметри конструкції і результат моделювання в HFSS у вигляді значення коефіцієнта стоячої хвилі для восьми різних експериментів.

З останнього рядка таблиці 3.1 слідує, що умові $VSWR < 2$ відповідає геометрія варіантів № 1 і 6, а найменший коефіцієнт стоячої хвилі отримано в шостому експерименті. При цьому $VSWR = 1,23$. Далі будемо аналізувати характеристики спрямованості та узгодження з лінією живлення спіральної антени із всіма вісьмома варіантами геометрії. Почнемо з діаграм спрямованості.

Таблиця 3.1 – Геометричні параметри конструкцій

Конструктивні і електричні параметри	Експеримент							
	1	2	3	4	5	6	7	8
Початковий радіус спіралі R_0 мм	6	6	10	10	6	6	6	10
Width – ширина смужки спіралі, мм	6	6	10	6	10	6	6	6
Параметр спіралі a , мм	4	5	5	5	4	4	4	6
Габарити по осі ОХ, мм	308	308.5	310	305	306	307.9	300	320
Габарити по осі ОУ, мм	308	308.5	310	305	306	307.9	300	320
Коефіцієнт стоячої хвилі VSWR (2ГГц)	1.91	2.14	3.49	2.92	3.21	1.23	>100	5.26

3.2 Об'ємні амплітудні ДС архімедової спіралі

Для експлуатації антени в складі радіонавігаційної і зв'язкової системи дрона, й неважливо, якого саме базування – наземного, морського чи повітряного – діаграма спрямованості повинна забезпечувати неперервність радіоканалу між базою і дроном. Тому в площині радіоканалу ДС повинна бути близькою до всеспрямованої, щоб не втрачати можливість керування дроном і отримання від нього відео- та аудіоінформації при будь-яких еволюціях взаємного розташування безпілотного апарату та пункту керування ним. Саме тому низькопрофільна спіраль не може мати велику кількість витків, то му що це викликає звуження сектору випромінювання у просторі. Далі розглядається трьохвиткова конструкція архімедової спіралі. На рисунках 3.1, 3.2, 3.3, 3.4, 3.5, 3.6, 3.7 і 3.8 показано об'ємні амплітудні ДС спіралей для різних варіантів геометрії антени з таблиці 3.1.

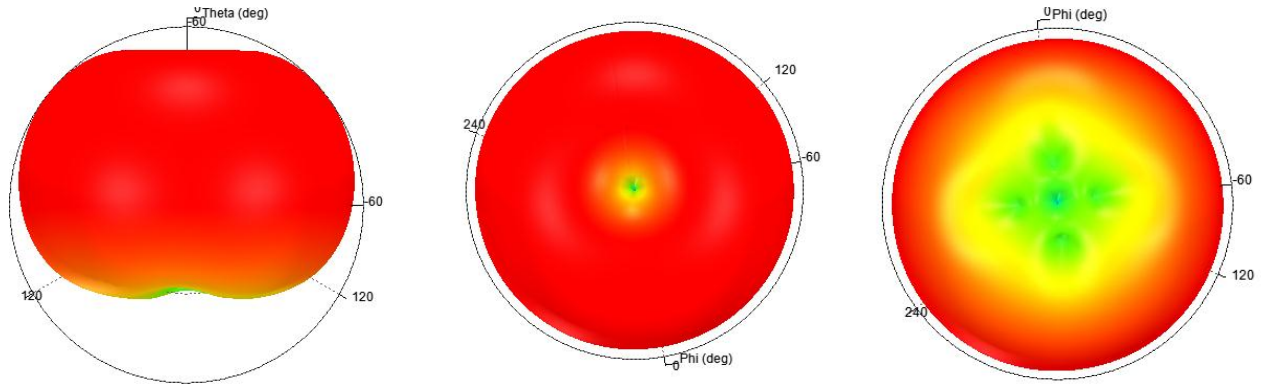


Рисунок 3.1 – Об’ємна ДС (1-й приклад геометрії з таблиці 3.1)

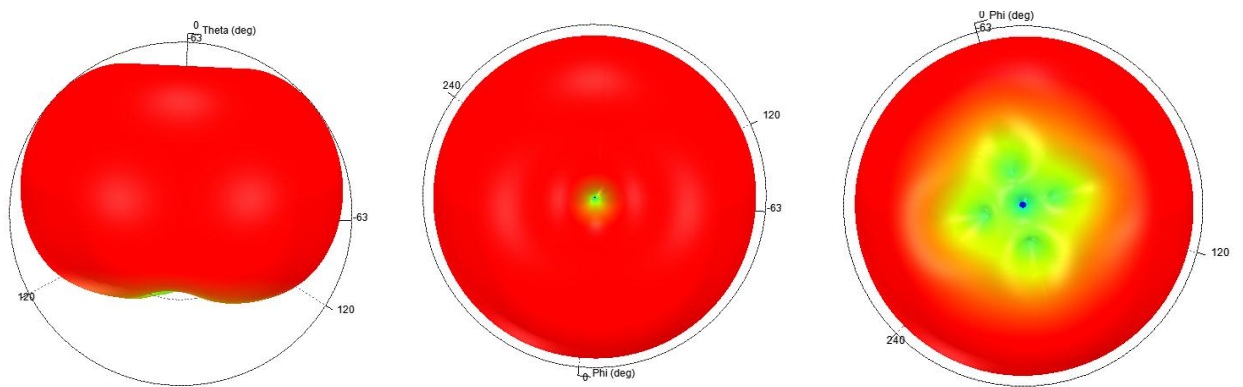


Рисунок 3.2 – Об’ємна ДС (2-й приклад геометрії з таблиці 3.1)

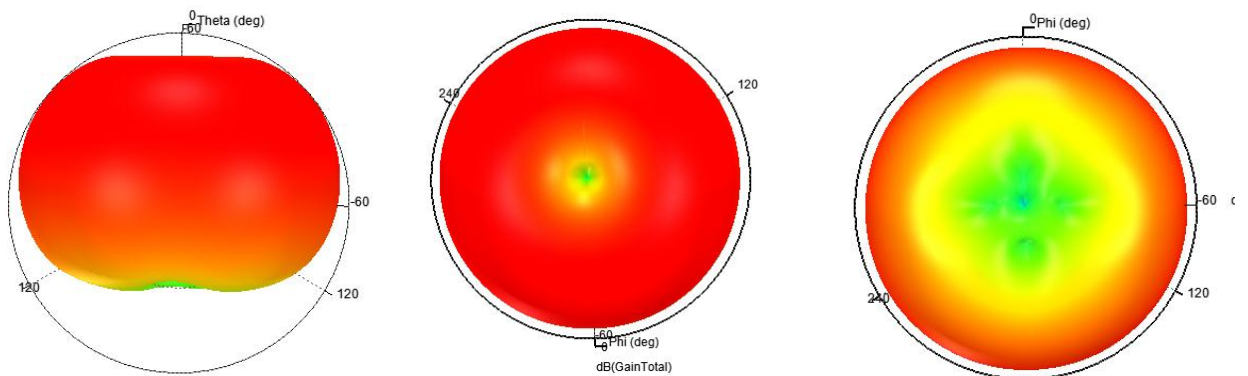


Рисунок 3.3 – Об’ємна ДС (3-й приклад геометрії з таблиці 3.1)

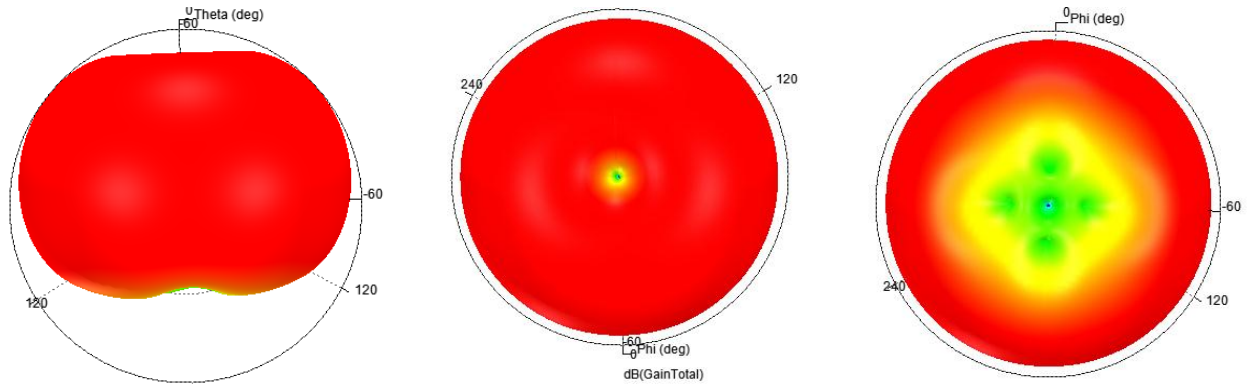


Рисунок 3.4 – Об'ємна ДС (4-й приклад геометрії з таблиці 3.1)

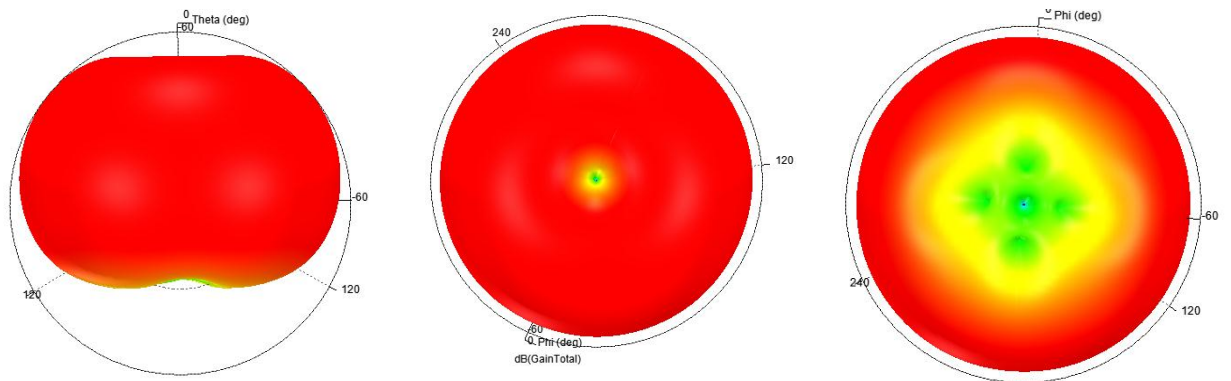


Рисунок 3.5 – Об'ємна ДС (5-й приклад геометрії з таблиці 3.1)

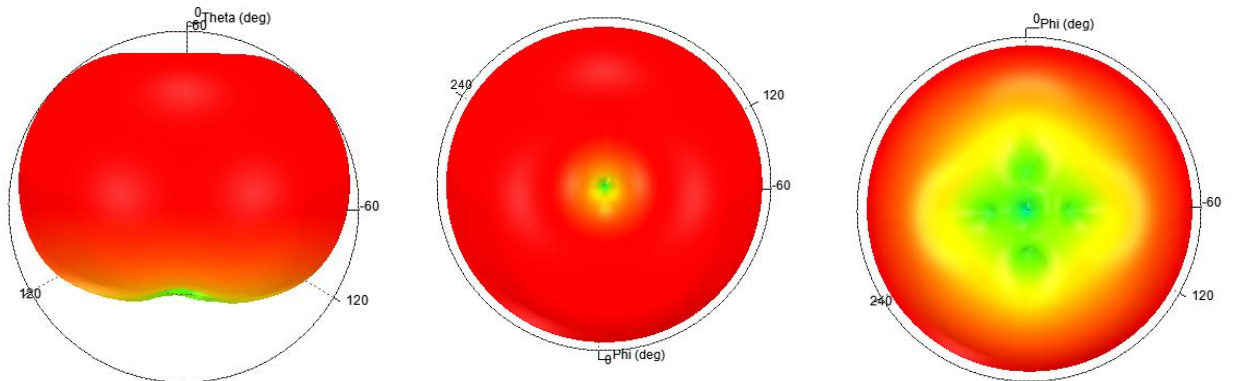


Рисунок 3.6 – Об'ємна ДС (6-й приклад геометрії з таблиці 3.1)

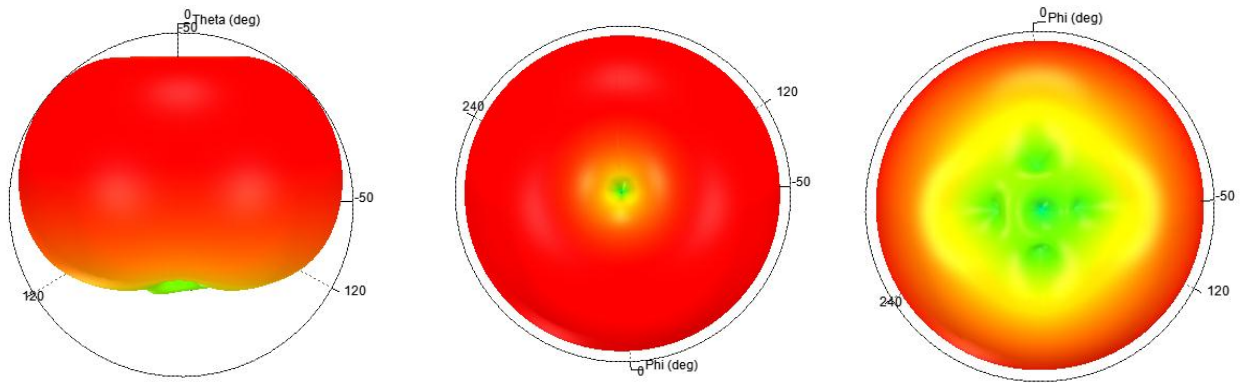


Рисунок 3.7 – Об’ємна ДС (7-й приклад геометрії з таблиці 3.1)

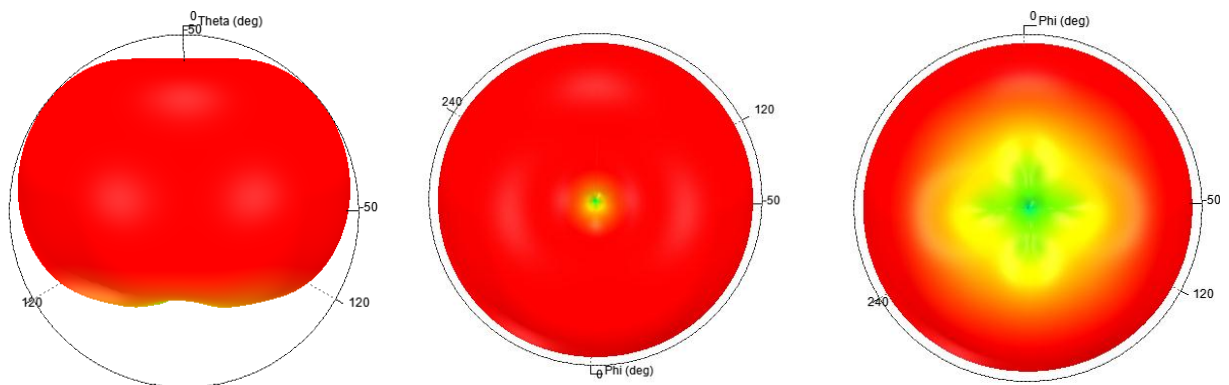
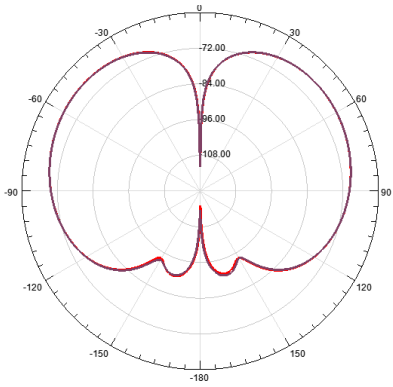


Рисунок 3.8 – Об’ємна ДС (8-й приклад геометрії з таблиці 3.1)

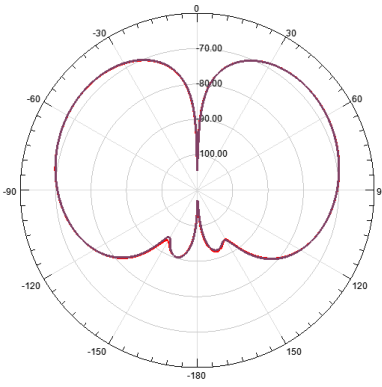
Очевидно, що за формою амплітудні діаграми спрямованості, отримані шляхом аналізу прєкту, побудованого в середовищі HFSS, відповідають сформульованим вище вимогам квазіізотропності у горизонтальній площині. Більш рівномірними є ДС прикладів 2, 4, 6, 8.

3.3 Амплітудні діаграми спрямованості архімедової спіральної антени в основних перерізах

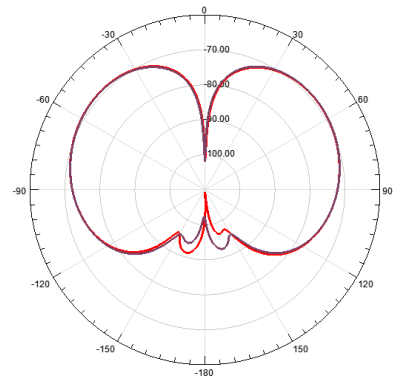
Для більш детального вивчення спрямованих властивостей спіральних антен розглянемо їх ДС в основних перерізах, як показано на рис. 3.9.



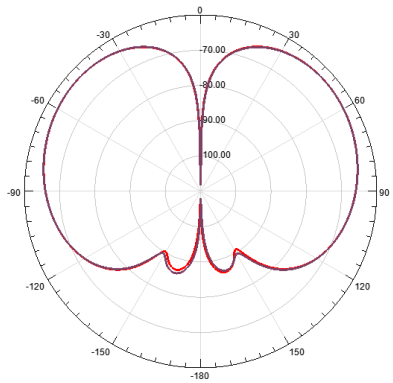
а)



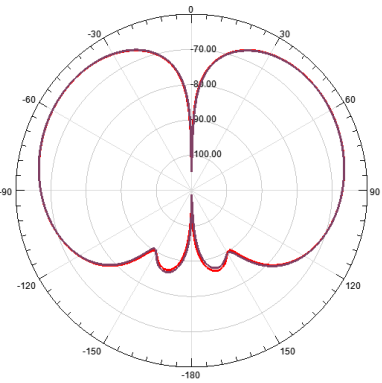
б)



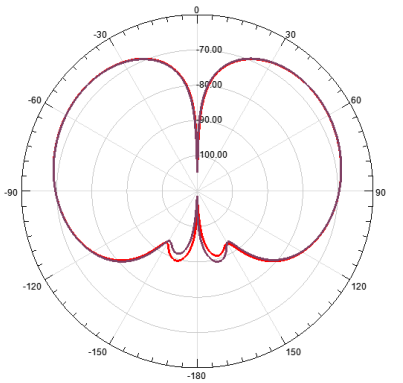
в)



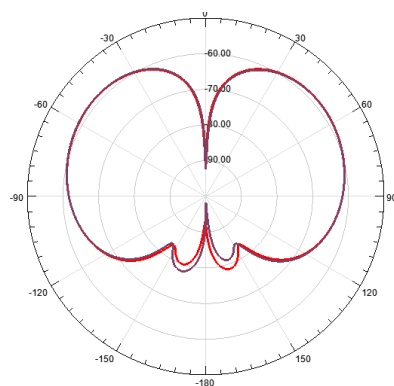
г)



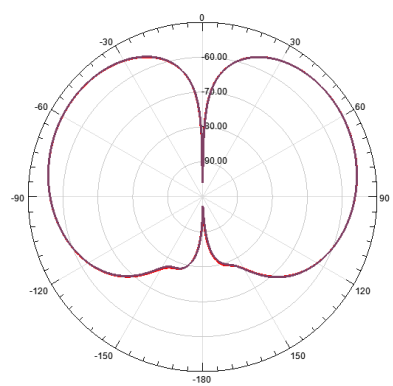
г)



д)



е)



е)

Рисунок 3.9 – Амплітудні ДС спіралей в двох основних перерізах – вертикальному та горизонтальному – для 1-го...8-го варіантів геометрії (а, б, в, г, г, д, е, є)

3.4 Частотні залежності коефіцієнта відбиття, КСХ та модуля комплексног вхідного опору антени

Ступінь узгодження антени з лінією живлення має надзвичайно велике значення тому, що визначає втрати антени на відбиття потужності, які впливають на рівень коефіцієнта корисної дії і на рівень підсилення антени. Тому дослідження ступеню узгодженості спіральних антен виконувалось в широкому діапазоні частот. На рисунку 3.10 представлено результати моделювання коефіцієнтів відбиття для 8 варіантів геометрії, які наведено в таблиці 3.1.

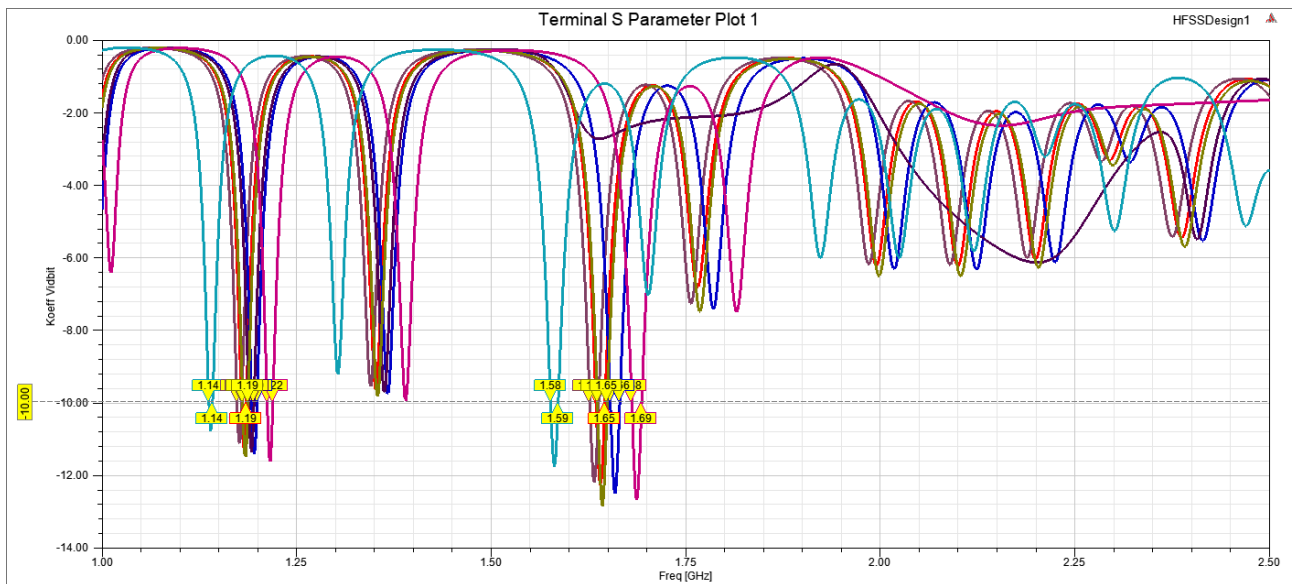


Рисунок 3.10 – Частотна залежність модулів коефіцієнтів відбиття

На рисунку 3.10 показано зміну модуля першого елемента матриці розсіювання S_{11} – коефіцієнта відбиття від входу антени – від частоти в діапазоні 1-2,5 ГГц. Очевидною є слабка залежність відбиття від геометрії спіралі і більш помітна – від розмірів провідника і діелектрика.

Опосередковано ступінь узгодження можна також оцінити за величиною модуля комплексного вхідного опору спіралі по ступеню його близькості до хвильового опору коаксіального кабелю 20 Ом.

Модуль комплексного опору архімедової спіралі зображено на рисунку 3.12.

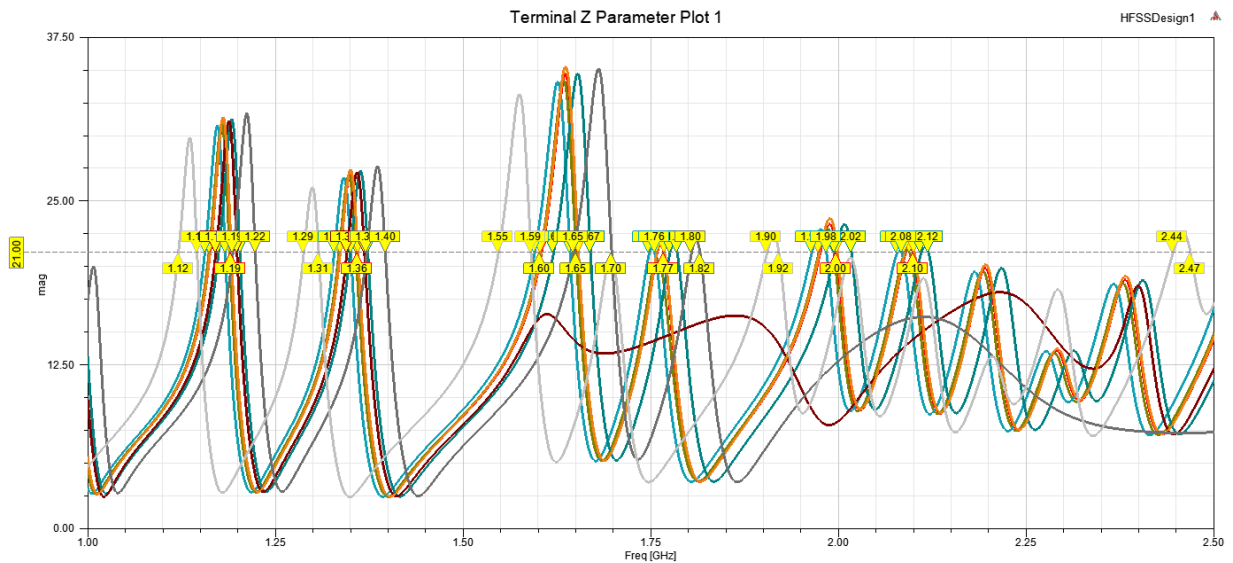


Рисунок 3.12 – Модуль комплексного опору плоскої архімедової спіралі

Подібність значень імпедансу лінії живлення до модуля комплексного вхідного опору спіралі 20 Ом при $f = 2$ ГГц спостерігається у 1-му і 6-му експериментах, розбіжність імпедансів інших конструкцій з хвильовим опором лінії живлення не перевищує плюс-мінус п'яти Ом.

4 ПЛОСКІ СПІРАЛІ З МОДУЛЬОВАНИМИ МЕТАМАТЕРІАЛАМИ

Серед різноманіття плоских спіралей виділяється зовсім новий клас випромінювачів витікаючої загальмованої хвилі, що збуджуються вертикальним вібратором, розташованим всередині імпедансного диску. Ці антени створюють також поле поляризації обертання зі слабоспрямованим в азимутальній площині випромінюванням [5].

Далі визначимо діаграму спрямованості та коефіцієнт підсилення імпедансної спіральної антени з модуляцією товщини імпедансної поверхні спіральної форми за гармонійним законом і ще плоскішої спіралі з візерунком щільних друкованих квадратиків різних розмірів, які змінюються за гармонійним законом в радіальному від центра напрямку. Найбільш ефективними ці антени будуть в експлуатації в межах міліметрового діапазону хвиль. Перевагами застосування цього вже досить високочастотного діапазону для апаратури керування дронами полягає в різкому зменшенні габариті і, що також суттєво, ваги апаратури, в збільшенні дальності дії за рахунок більшої ефективності приймально-випромінюючих пристроїв. При цьому слід не забувати про частоту 22 ГГц (частоту водного резонансного поглинання хвиль) і оминати її внаслідок сильного послаблення міліметрових хвиль в водяній парі, дощі, тумані. Тому верхньою межею аналізу імпедансних спіральних антен з гармонійною модуляцією поверхневого імпедансу визначимо частоту у 20 ГГц.

4.1 Аналіз спіралей з модульованим поверхневим імпедансом

Спочатку опишемо геометрію спіральної антени з гармонійною модуляцією поверхневого імпедансу. Всередині плоскої радіальної структури спіральної форми із комплексним поверхневим імпедансом розташовується

збуджувальний елемент у вигляді металевого вертикального штиря. Імпедансна структура перетворює циліндричну хвилю випромінювання штиря в поверхневу хвилю обертальної поляризації. Задача аналізу такої структури розв'язується алгоритмом на основі метода, запропонованого дослідниками Oliner і Hessel, суть якого можна з'ясувати з джерел [6, 7, 8]. Велика відмінність імпедансних спіралей від звичайних розглянуто в [9,10]. Вона полягає, насамперед, у можливості отримання суттєво більшої ефективності перетворення енергії збудження в енергію випромінювання, що дає можливість отримати великий КП на рівні 25дБ, але відносно вузьку при цьому смугу робочих частот не більше 10%. Класичні спіралі навпаки, відрізняються широкосмуговістю і майже ізотропним випромінюванням з малими значеннями КП.

Уповільнена поверхнева хвиля збуджує спіральну структуру з реактивний імпедансом, що модулюється в просторі в радіальному напрямку з періодом в довжину поверхневої хвилі.

Поле збудженої еквівалентної апертури наближується аналітично методом апроксимації, для того, щоб за допомогою просторового інтегрального перетворення Фур'є знайти ДС та КП антени. Апроксимація апертурного розподілу поля визначається наступними змінними:

- усередненим по періоду радіальної структури імпедансом;
- глибиною його модуляції;
- хвилевим вектором поширення поверхневої хвилі.

Комплексний хвилевий вектор виражається через два попередніх параметри – через середнє значення поверхневого імпедансу та величину його гармонійної модуляції.

Ключовою задачею є отримати апроксимацію виразу поверхневого імпедансу в залежності від геометричних параметрів імпедансної структури для її використання в розрахунку КП та ефективності випромінювання імпедансної спіралі. Цікавим питанням є практичне втілення закону

модуляції імпедансної поверхні в радіальному напрямку за рахунок або плавної зміни товщини друкованого шару точок, або плавної зміни їх габаритних розмірів при незмінній товщині шару.

4.2 Модель збудження електричної складової поверхневої ЕМХ на однорідній імпедансній радіальній структурі

Нехай елементарний електричний вертикально розташований у просторі вібратор у точці початку координат ($X=0$, $Y=0$), збуджує імпедансну поверхню радіальної геометрії, як це показано на рисунку 4.1. Граничні умови для поперечних складових поля \mathbf{E} та \mathbf{H} , будуть такими:

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

де X_s – індуктивний поверхневий імпеданс;

E_t , H_t – ортогональні до Z складові \mathbf{E} та \mathbf{H} поля ЕМХ.

Електричний елементарний вібратор в ближній зоні створює поверхневу хвилю TM_0 (Е-типу) з \mathbf{E} та \mathbf{H} складовими:

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

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

де $H_0^{(2)}$ і $H_1^{(2)}$ – функції Ханкеля 2-го роду порядків 0 та 1.

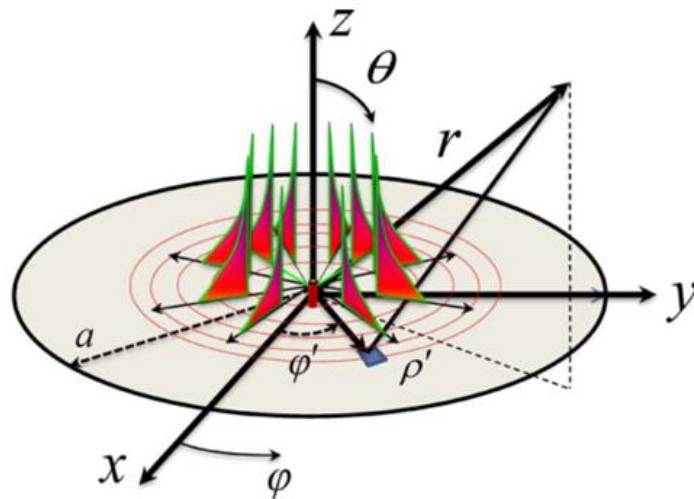


Рисунок 4.1 – Принцип формування електричного поля поверхневої хвилі, яка збуджується в імпедансній дисковій структурі циліндричною хвилею електричного вертикального випромінювача

З дисперсійного рівняння структури, яка показана на рисунку 4.1, можна визначити радіальну проекцію хвильового вектора β_{sw} :

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

де $k=2\pi/\lambda$ – хвильовий вектор вільного простору;

α_z – коефіцієнт затухання амплітуди ЕМХ вздовж Z .

Нехай тепер той же самий електричний вертикальний вібратор збудує вже модульовану в радіальному напрямку і в азимутальному (по координатах ρ та ϕ) імпедансну структуру з гармонійно змінюваним в просторі індексом модуляції поверхневого імпедансу M .

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

Після усереднення дійдемо до наступних апроксимаційних виразів тангенційної складової поля ЕМХ E_t (в точці $Z=0$) і щільності поверхневого струму J_{sw} :

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

В (4.6) $\beta_\Delta - j\alpha_\Delta$ – це поправка до вектору поширення ПХ, що визначається глибиною модуляції поверхні M і величиною самого ПХ X_s .

Поле в формулі (4.6) – результат інтерференції двох поверхневих хвиль: хвилі з модульованим імпедансом і власного поля ПХ діелектричної пластини.

Інтерференція двох хвиль спричиняє явище випромінювання Брегга. Це викликає незначні добавки до коефіцієнту затухання амплітуди α_Δ , і до фазової постійної β_Δ у виразах дисперсійних характеристик ПХ α_{sw} , β_{sw} .

Якщо \sin в виразі для ПХ X_s розкласти по \exp та використати наближення Ганкеля для значних за величиною аргументів. Вираз для хвильового вектору ПХ тепер можна писати як:

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

Значення індексу -1 означає видиму область ілюмінації і описує слабоспрямоване випромінювання. Завдяки деякій зміні величини β_Δ бачимо роздвоєння головної пелюстки ДС. Проте, максимум потужності розповсюджується у напрямку координати ρ . Це явище подібне до граничного відбиття потужності ЕМХ у імпедансних антен з модульованих діелектриків в їх конструкції. У ПХ з індексом -1 амплітуда ЕМХ по осі Z зростає за експоненційним законом. Оскільки це призвело б до порушення

принципу затухання енергії нескінченності, то з фізичної точки зору це абсурд. ПХ ніколи не існує в дальній зоні, проте, вона формує розподіл ближнього поля, яке утворює поле випромінювання в дальній зоні, тобто, формує ДС антени.

З'ясуємо причину появи поляризованої по колу складової напруженості ЕМХ у просторі головного променя ДС. Період модуляції імпедансу по радіусу буде рівним $\lambda_{sw} = 2\pi/\beta_{sw} \approx 2\pi/\beta_0 = \lambda_0$. Це означає, що два промені перетинаються зі спіраллю $Xs = const$ під прямим кутом на дистанції від початкових координат, яка дорівнює $\lambda_{sw}/4 \approx \lambda_0/4$. Далі перетин періодично повторюється у просторі через відстань $\lambda_{sw}/4$.

Таким чином, наявність ортогональних відносно одна одної компонент електричного поля ЕМХ і до того ж, зсунутих по фазі одна відносно одної на кут 90° , спричиняє появу ЕМП випромінювання поляризації обертання, як це видно з рисунку 4.2.

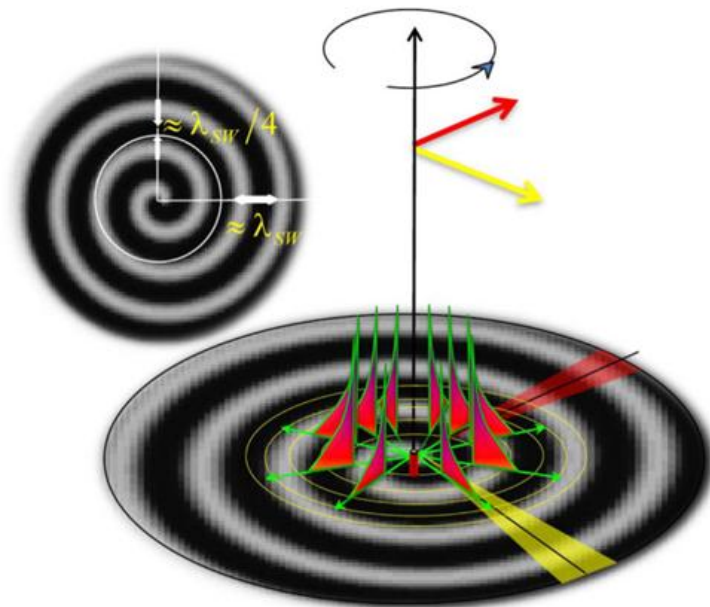


Рисунок 4.2 – Формування ЕМП з поляризацією обертання:
червоний та жовтий вектори – ортогональні складові напруженості ЕМП
поверхневої хвилі

4.3 Отримання виразів для напруженості електричного поля в дальній зоні

Поле випромінення отримуємо шляхом інтегрування поля ближньої зони ПХ, сформованого імпедансною структурою за допомогою перетворення Фур'є, внаслідок чого маємо просторовий спектр Fourier – Bessel у наступному вигляді:

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

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

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

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

де

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

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

Вертикальна складова випромінюваного поля і його доля в формуванні поля дальньої зони є несуттєвою.

Поле основної поляризації та крос-поляризованої складової в дальній зоні визначають наступні вирази:

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

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

Спектри гармонік Флоке ПХ представлені на рисунку 4.3. До початку системи координат зміщено максимуми амплітудних розподілів поля у видимому секторі кутів для поля основної поляризації ($p_0^{(0)}$). Максимуми амплітудних розподілів поля крос-поляризованого поля ($p_2^{(0)}$) зосереджені поблизу напрямку у 5° . Гармоніки Флоке вищих порядків не змінюють досить помітно поле випромінювання в дальній зоні внаслідок того, що інтенсивно затухають поблизу точки випромінювання.

4.4 ДС і її зв'язок з глибиною просторової модуляції поверхневого імпедансу

Якщо уважно придивитись до форми ДС, то стає помітною залежність форми і рівня бічних пелюсток від глибини просторової модуляції M поверхневого імпедансу. Збільшення величини M призводить до зростання рівня діелектричних втрат α_{Δ} . Внаслідок цього розміри апертури випромінювання ближнього поля зменшуються по причині швидкого затухання модуля вектору E ЕМП. Зменшення розмірів еквівалентної апертури

розширює основний промінь ДС з одночасним зменшенням бічних пелюсток цієї ДС.

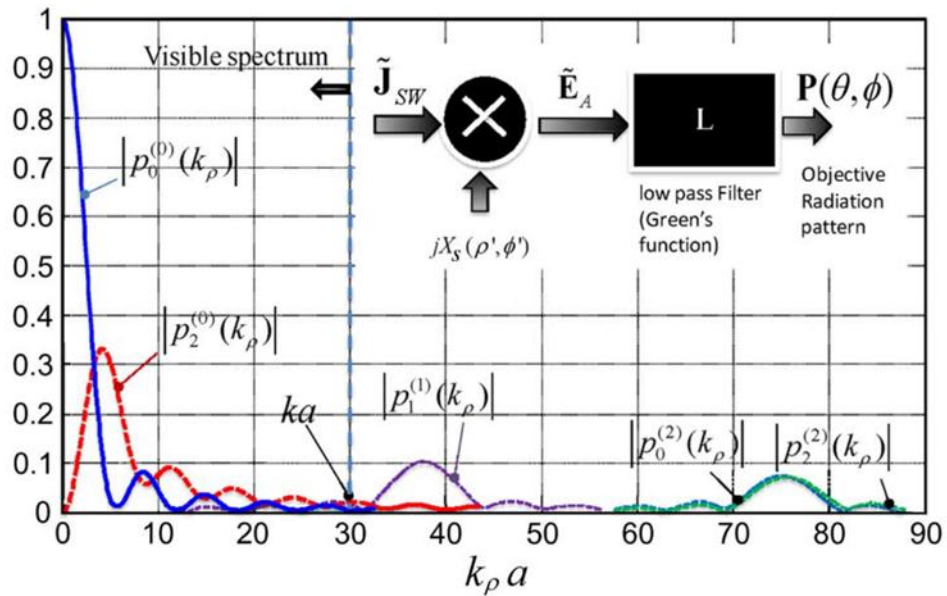


Рисунок 4.3 – Залежність амплітуд гармонік Флоке ПХ 0-го, 1-го та 2-го порядку від нормованого хвильового вектора $k_\rho a$.

Реальний спектр складається з хвиль 0-го та 2-го порядків.

Віднормовані до головного максимуму ДС хвилі основної поляризації показано на рисунку 4.4. Глибина модуляції імпедансної поверхні змінюється в інтервалі від $M=0,2$ до $M=0,5$ з кроком $\Delta M=0,1$. Розміри радіуса апертури a складають 4λ , де λ – довжина хвилі у вільному просторі. На рисунку 4.4 можна помітити, що ДС низькопрофільної імпедансної спіральної антени має гостроспрямований характер із досить низьким для антен поверхневих хвиль рівнем бічних пелюсток (меншим за -15 dB).

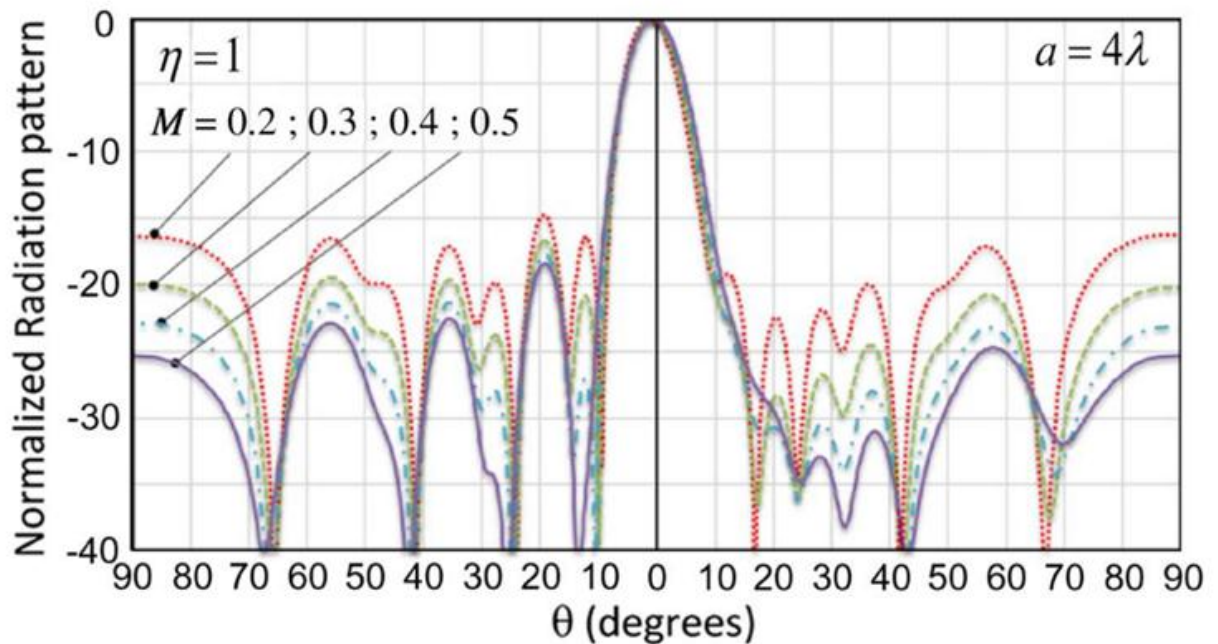


Рисунок 4.4 – Віднормовані до головного максимуму
діаграми спрямованості основної поляризації
(параметром є індекс глибини просторової модуляції імпедансної поверхні)

На рисунку 4.4 індекси модуляції M змінювались в діапазоні від 0,2 до 0,5, при цьому величина нормованого імпедансу η дорівнювала 1.

Розглянемо особливості формування поля випромінювання спіралі з модульованою імпедансною поверхнею. Відомо, що зменшення бічного випромінювання є доброю ознакою. Це на перший погляд. Але, разом з цим, знижується КП і ККД антени завдяки незгодженості її із навколишнім простором. Тому не все так однозначно з низьким рівнем бічних пелюсток ДС імпедансної спіральної антени.

Геометрія наступної задачі показана на рисунку 4.4. З лівого боку показано спіральну імпедансну поверхню. З правого боку показано еквівалентну цій спіральній імпедансній поверхні модель у формулюванні електродинамічної двовимірної (скалярної) задачі.

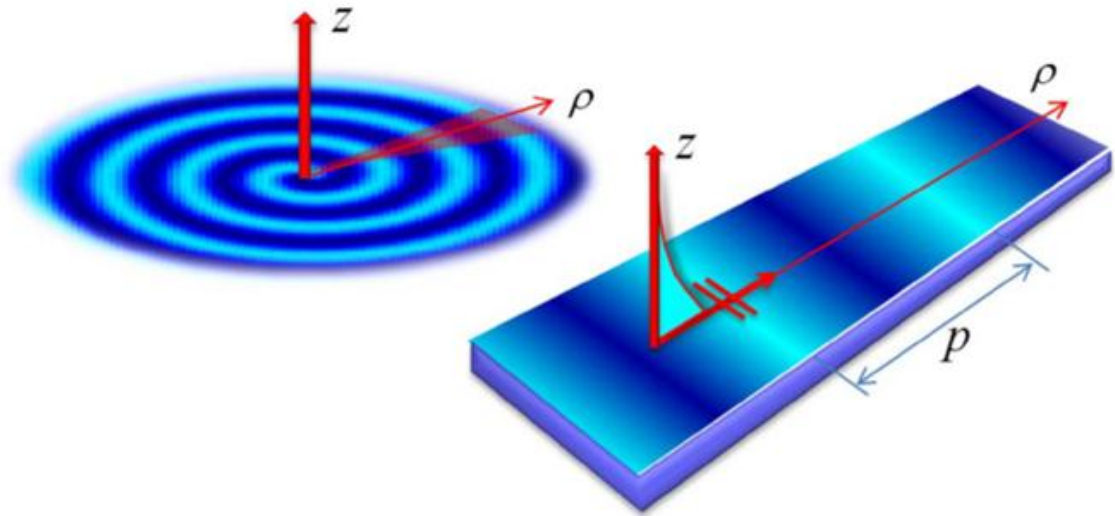


Рисунок 4.5 – Імпедансна спіраль та її модель у вигляді електродинамічної двовимірної (скалярної) задачі

У двовимірній моделі імпедансна поверхня є нескінченною, і, відповідно, хвилі, що відбивається від краю пластини, не існує. При цьому, має місце гармонійна модуляція поверхневого імпедансу в радіальному напрямку за формулою

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

Рішенням цієї задачі (4.15) є ланцюжковий дріб (4.16). Воно одержане дослідниками Oliner та Hessel в [6]. Перший корінь K_0 хвильового вектора сталої поширення знаходиться досить точно, якщо підсумувати лише 6...7 перших членів суми (4.16) у зв'язку з її швидкою збіжністю.

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

Графіки залежності перпендикулярної α/k та паралельної β/k проєкцій коефіцієнтів сповільнення ПХ від глибини модуляції поверхневого імпедансу M , яка змінюється в межах від 0,2 до 0,8 з кроком у 0,1 при різних значеннях нормованого ПІ $\eta = X_s/W$ при зміні η від 0,7 до 1,25. Криві з рис. 4.6 можуть бути наближені простими виразами (4.17). При цьому помилка не буде більшою за 5%:

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

4.5 Визначення КП імпедансної спіральної антени

Якщо знехтувати дисипативними втратами, то КП імпедансної спіральної антени буде дорівнювати

$$\begin{aligned}
G(ka, M, \eta) = & \frac{2}{\int_0^{\pi/2} U(\theta)/U(0) \sin \theta d\theta} \\
U(\theta) = & \left\{ \left| p_0^{(0)} \right|^2 + \left| p_2^{(0)} \right|^2 \right\} (1 + \cos^2 \theta) \\
& + \left| p_0^{(0)} \right| \left| p_2^{(0)} \right| \sin^2 \theta
\end{aligned} \tag{4.18}$$

З виразу (4.18) видно, що коефіцієнт підсилення антени є функцією глибини модуляції M і характеристичного опору імпедансної поверхні X_s завдяки залежності останнього від дисперсійних параметрів α_Δ , β_Δ . Відтак, коефіцієнт спрямованої дії антени буде дорівнювати:

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

Розрахований згідно (4.19) коефіцієнт підсилення імпедансної двовимірної структури і її ККД у % показано на рисунку 4.6. Верхня група залежностей КП розрахована для індексу модуляції $M=0,3$ (а), а нижня – для індексу модуляції $M=0,5$ (б). Відносний радіус спіралі a/λ змінюється від 2 до 10 з кроком 2, а нормований імпеданс $\eta = X_s/W = 0,5 \dots 1,25$.

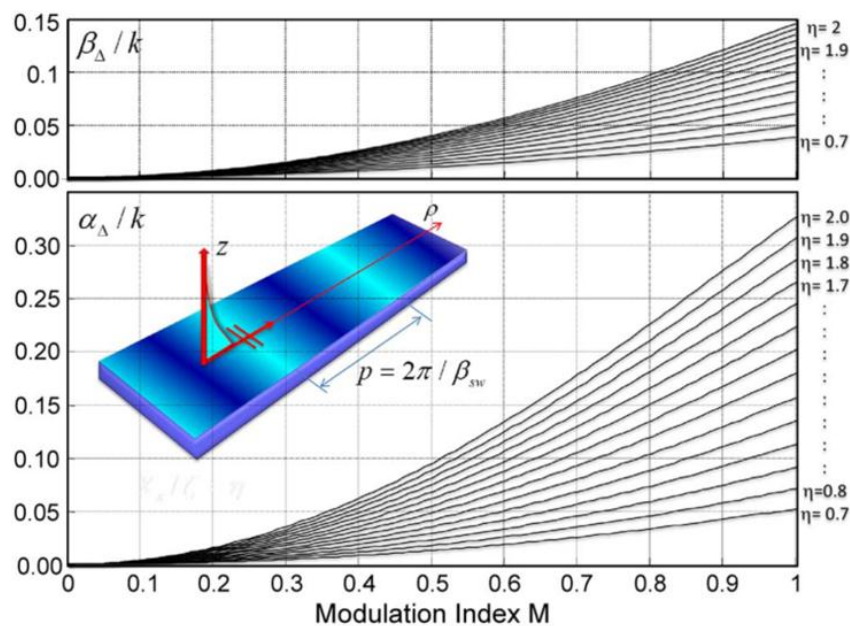
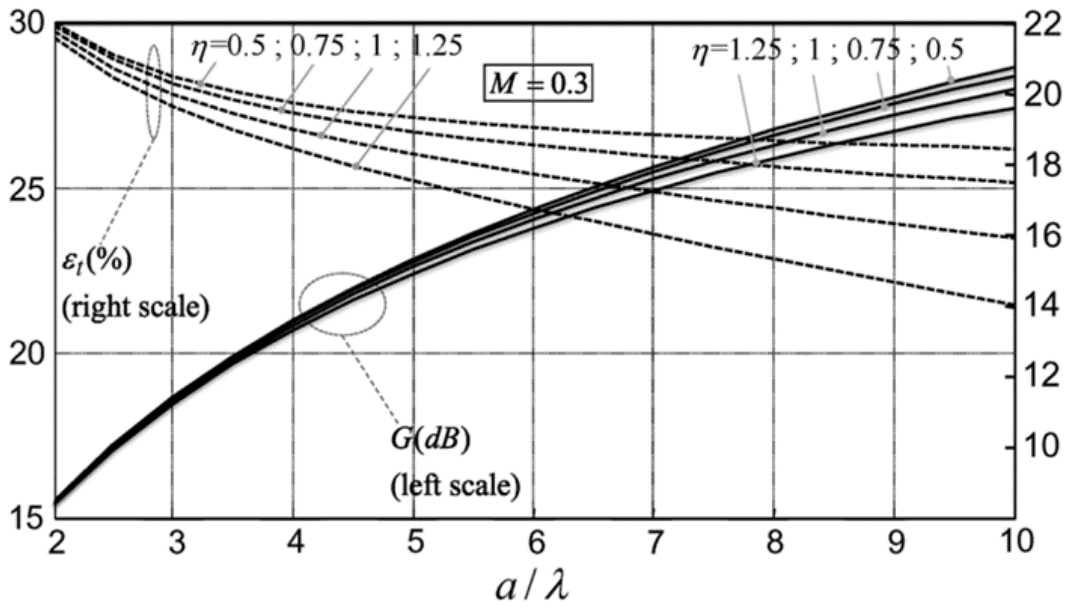
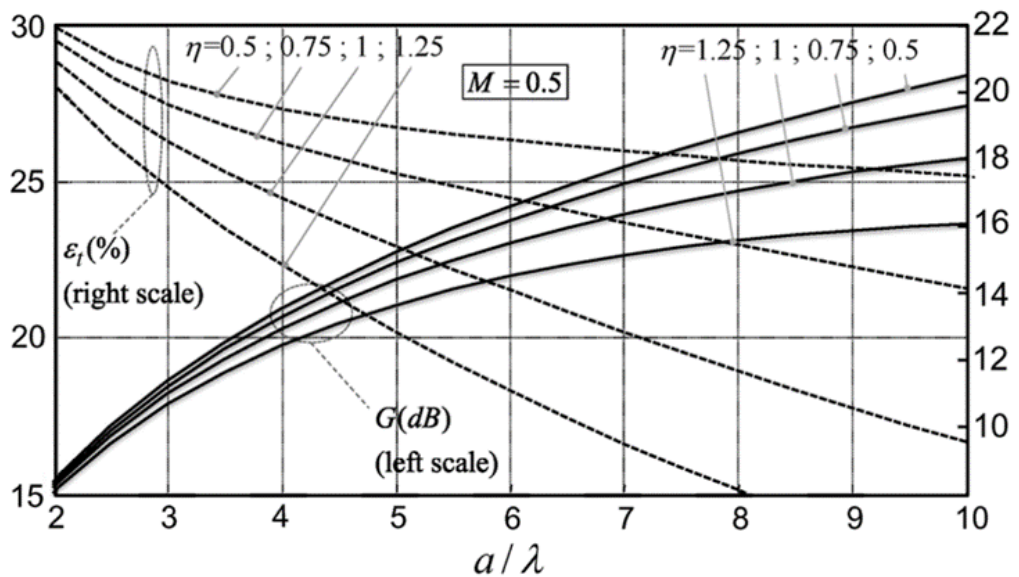


Рисунок 4.6 – Залежність перпендикулярної α/k та паралельної β/k проєкцій коефіцієнтів сповільнення ПХ від глибини модуляції імпедансної поверхні M для різних значень $\eta = X_s/W$



a)



б)

Рисунок 4.7 – Залежність КП антени і її ККД у % для різних значень глибини індекса модуляції $M=0,3$ (а) і $M=0,5$ (б) від нормованого радіусу спіральної антени $a/\lambda = 2 \dots 10$ при різних значеннях нормованого поверхневого імпедансу $\eta = X_s/W = 0,5 \dots 1,25$

4.6 Спіраль, утворена модуляцією товщини діелектричного шару, екранованого металом

Розглянемо тепер конструкцію, де поверхневий імпеданс визначається зміною товщини за гармонійним законом діелектричного шару h на металевому екрані в напрямку ρ (рис. 4.8).

Повільна поверхнева хвиля, як і в попередніх, розглянутих нами, конструкціях, збуджується вертикальним вібратором малого електричного розміру.

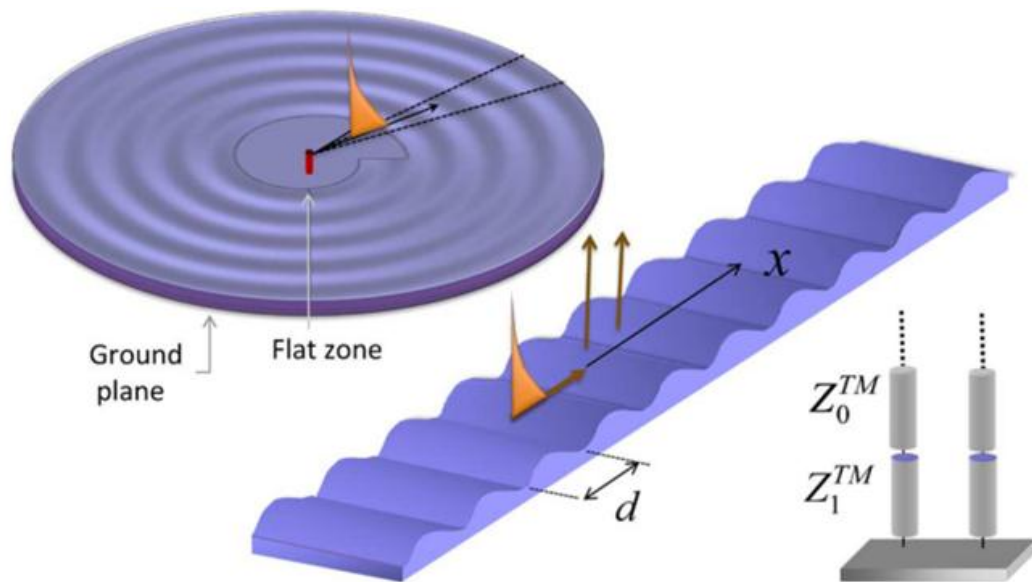
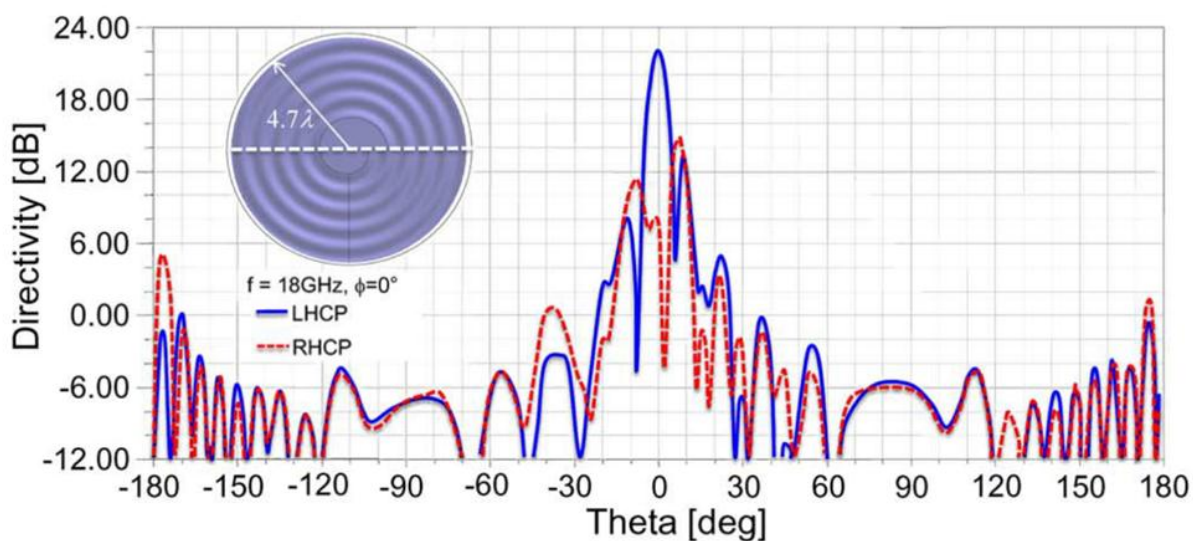


Рисунок 4.8 – Спіральна антена з гармонійною модуляцією товщини імпедансного шару (ліворуч). Геометрія еквівалентної двовимірної задачі і низькочастотна модель для випадку електричного (ТМ) збудження імпедансної структури

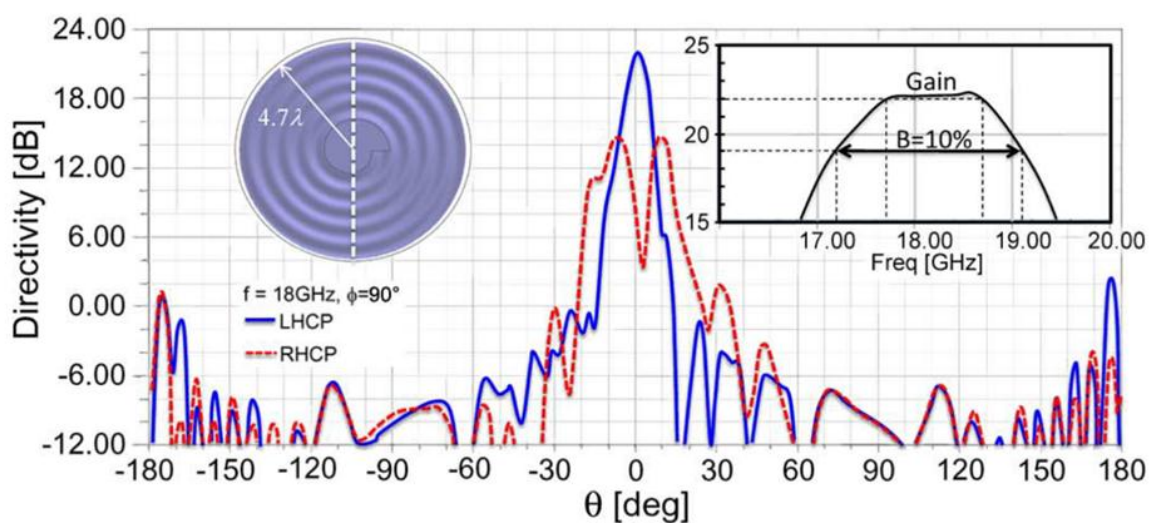
Діаграма спрямованості спіральної антени з гармонійною модуляцією товщини діелектричного шару показана на рисунку 4.9. Лівополяризована компонента поля показана суцільною лінією, правополяризована компонента

– пунктиром. Розрахунки виконувались на частоті 18 ГГц для антени з КП 22 дБ у площинах перерізу для кутів $\phi=0^\circ$ (а) і $\phi=90^\circ$ (б).

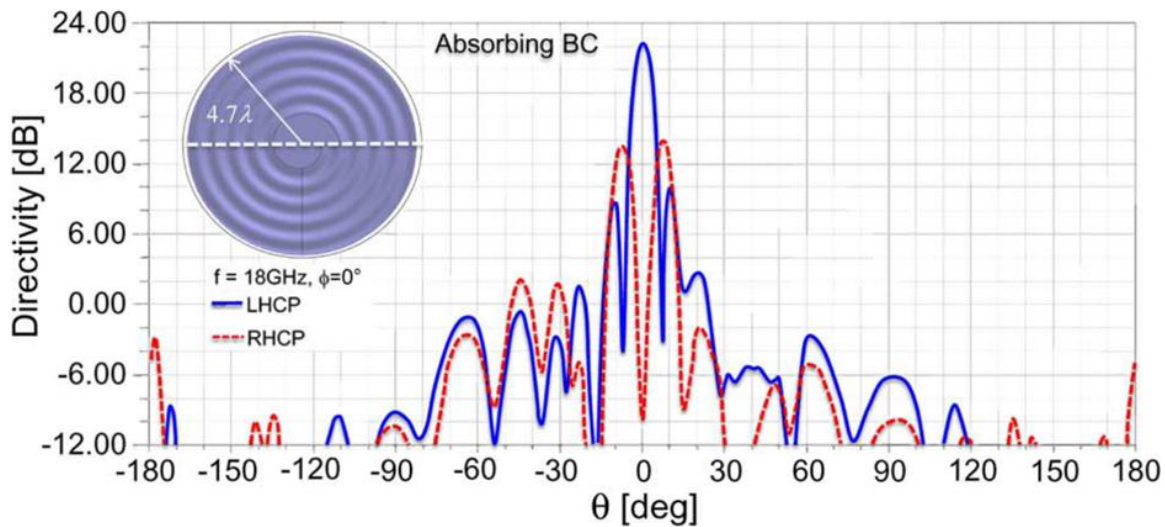
Діаграма спрямованості за умови врахування процесу поглинання в 2-х основних перерізах показана на рисунку 4.9, в), г). Вмонтована в рисунок 4.9, б) вставка (праворуч) демонструє смугу робочих частот ($B=10\%$).



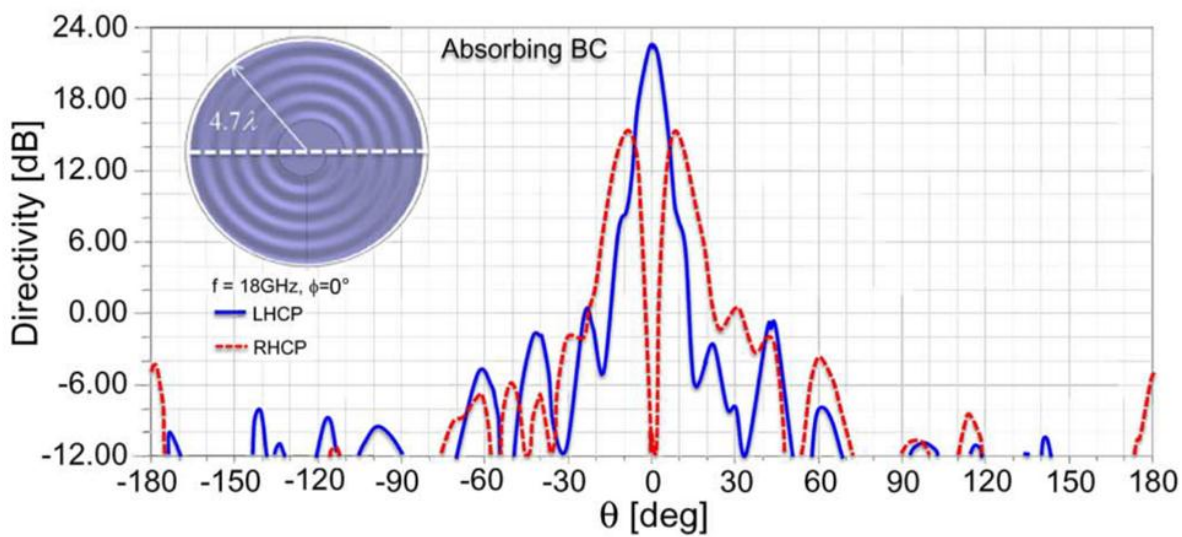
а)



б)



в)



г)

Рисунок 4.9 – ДС спіралі з гармонійною модуляцією товщини діелектричного шару при лівообертовій (суцільна лінія) та правообертовій (пунктир) поляризації поля для антени з КП = 22 дБ на частоті 18 ГГц; $\phi=0$ град (а) і $\phi=90$ град (б); без поглинання в двох ортогональних площинах (в) і з поглинанням (г)

На рисунку 4.10 бачимо ДС двох антен на $f = 18$ ГГц. Конструктивно дві різні спіральні антени зроблено на двох підкладках із матеріалів з $\epsilon=9,8$ та $\epsilon=10$. Коефіцієнти підсилення цих двох антен дорівнюють 22 і 23,7 дБ, відповідно. З рисунків можна помітити, що в обох конструкціях навколо короткого збуджувального диполя є незначна плоска ділянка. Вона призначається для полегшення умов збудження ПХ. Це збільшує ККД імпедансної спіралі в цілому (як очевидно з рисунку 4.9).

Антенна має коефіцієнт підсилення у 22 дБ. Її індекс модуляції M складає величину 0,5, а відносний поверхневий імпеданс дорівнює 0,81 у абсолютних одиницях. Радіус антени дорівнював $a=78$ мм, що складало $4,7\lambda$, тобто, радіус антени загалом дорівнював величині близько 6 періодів модуляції поверхневого імпедансу шляхом зміни товщини діелектричного шару. Величина ККД цієї антени наближається до 18%.

Розглянемо розрахунок проекту антени обговорюваної конструкції у середовищі тривимірного електродинамічного моделювання НВЧ пристроїв та антен HFSS. Розраховувались ДС у обох головних перерізах для основного типу поляризації і для крос-поляризації.

Границі частотного діапазону визначаємо за рівнем зниження коефіцієнта підсилення на граничних частотах у -3 дБ від його максимального значення. Виявляється, що у антен розглянутого виду ширина смуги робочих частот дорівнює 10%. Очевидно, що імпедансні антени внаслідок залежності від довжини хвилі їх основних геометричних розмірів принципово не можуть бути занадто ширококуговими. Але їх безперечною перевагою є великі значення КП на відміну плоских низькопрофільних спіралей класичних конструкцій, які є принципово ширококуговими і слабоспрямованими антенами.

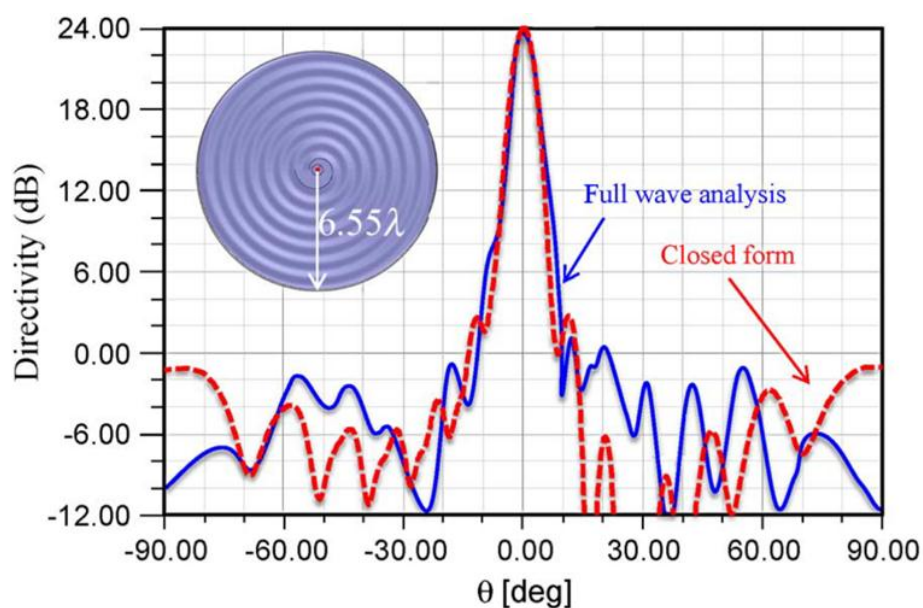
Помітна наявність у частотній залежності коефіцієнта підсилення імпедансної спіралі ділянки у формі плато (зі зміною КП у робочій частотній

смузі в межах $\pm 0,5$ дБ низькопрофільної спіральної антени з гармонійною радіальною модуляцією товщини діелектричної пластини.

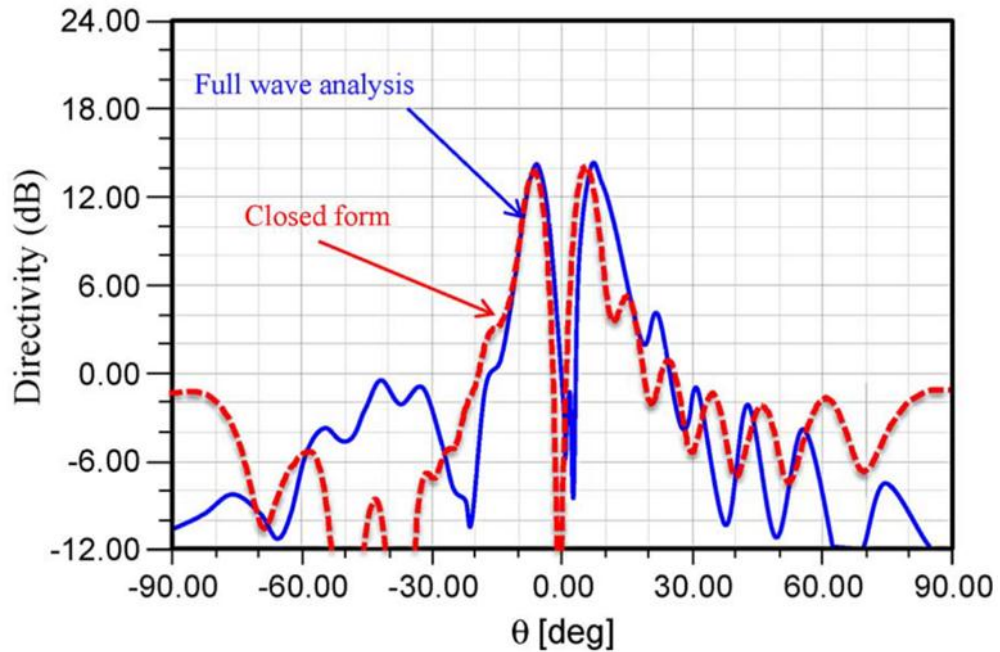
В той же час помітно зростають бічні пелюстки та знижується ефективність антени на підкладці з більшою діелектричною проникністю. Це відбувається внаслідок збільшення розлаштування антени з навколишнім середовищем.

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 рисунку 4.9 в) та 4.9 г).

На рисунку 4.10 представлено результати розрахунку діаграм спрямованості спіральної антени з модуляцією товщини діелектричного шару на металі за гармонійним законом з урахуванням кінцевості сповільнювальної структури (Closed form) та за використання моделі нескінченної (без відбиття хвилі від границі імпедансу з простором випромінення) структури (Full wave analysis).



a)



б)

Рисунок 4.10 – ДС 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)

4.7 Друкована голографічна антена спірального типу

Розглянемо конструкцію антени на рисунку 4.11. Це одне із можливих конструктивних рішень (до речі, доволі технологічних і дешевих у виготовленні) плоских імпедансних спіральних антен. Модуляцію поверхневого імпедансу для розглядуваної конструкції здійснюють шляхом друку щільного мілкотекстурного візерунку у вигляді металевих квадратиків (трикутників, хрестиків, кружків, кілець різної форми, тощо) з різною щільністю друку або з різною висотою на поверхні діелектричної пластини з металевим екраном. Завдяки мілкоструктурному рисунку друкованих металевих компонентів цю конструкцію можна назвати голографічною. В

цьому випадку мікроструктура відноситься до метаматеріалів і будь-яких за формою регулярних елементів. Слід зазначити, що в залежності від форми металевих елементів можна створювати як електрично-та магнітно-позитивні, так і електрично- або магнітно-негативні метасередовища. В майбутньому цікаво було б вивчити, як саме вид метаматеріалу впливає на електричні параметри та частотні характеристики друкованої імпедансної голографічної спіралі.

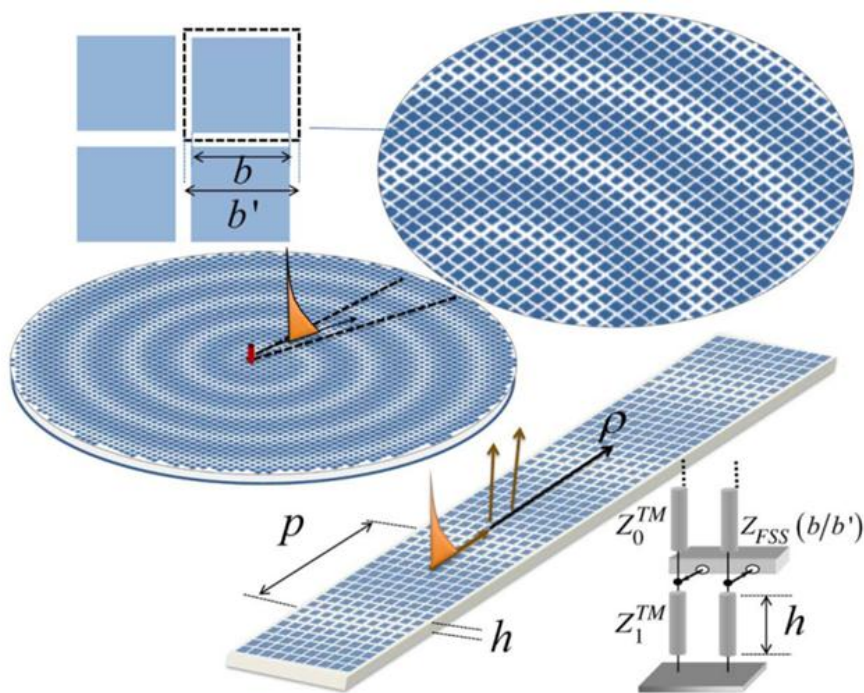


Рисунок 4.11 – Плоска голографічна спіраль, еквівалентна їй двовимірної задачі, еквівалентна низькочастотна математична модель в зосереджених параметрах у випадку збудження імпедансної поверхні ПХ Е- типу

Для конкретності будемо далі обговорювати властивості конструкції друкованої імпедансної поверхні, яка створюється різними за розмірами, але малими в порівнянні з довжиною хвилі λ металевими квадратами. Якщо треба утворити поверхневий імпеданс меншого номіналу, то друкуються менші за розмірами квадратики. Таким чином, спіраль утворюється згідно

тонкоплівковій технології, чи її просто можна надрукувати на 3D принтері. Спіраль в обох випадках виготовлення утворюється шляхом чергування металевих квадратиків більшого або меншого розміру.

Цікавим з точки зору наукової новизни є інверсний варіант описаної вище конструкції – якщо в ній замінити металевий голографічний візерунок на поверхні діелектричної пластини на відповідні діелектричні друковані фрагменти на металевій пластині або мікроструктурний візерунок із отворів в металізації діелектричної підкладки. В діапазоні коротких міліметрових хвиль останній подібний варіант має більшу енергетичну ефективність внаслідок зниження дисипативних втрат в металі на міліметрах.

Реалізація модульованої друкованої імпедансної поверхні за алгоритмом створення нагадує створення попередньої спіральної антени з модуляцією товщини діелектричного шару. Середнє значення модуля поверхневого імпедансу встановлюється з граничних умов, а саме – з умови неможливості розповсюдження хвиль вищого типу у імпедансному просторі.

Далі формулюється і розв'язується дифракційна в описаній структурі в термінах параметричного дисперсійного аналізу при збудженні імпедансної поверхні за допомогою лінії живлення, в якій існує електрична хвиля. Дифракційне поле можна виразити як суму просторових гармонік Флоке, як показано на рисунку 4.11. Мікроструктура метаматеріалу створює поле, яке, внаслідок наявності просторової періодичності структури імпедансної поверхні, описується сумою гармонік Флоке.

Змоделюємо вплив зміни розмірів металевих квадратиків введенням адитивної частини поверхневого імпедансу в копланарному до лінії живлення напрямку. На низькочастотній моделі з теорії кіл цей момент визначає послідовно включений до середнього імпедансу комплексний опір з додатковим значенням. Значення додаткового імпедансу створюється за допомогою спектри гармонік Флоке. Він визначається величиною відношення

розміру сторони мікроквадратика b до локального періоду мікроструктури b' , який утворює імпедансну поверхню, як показано на рисунку 4.11.

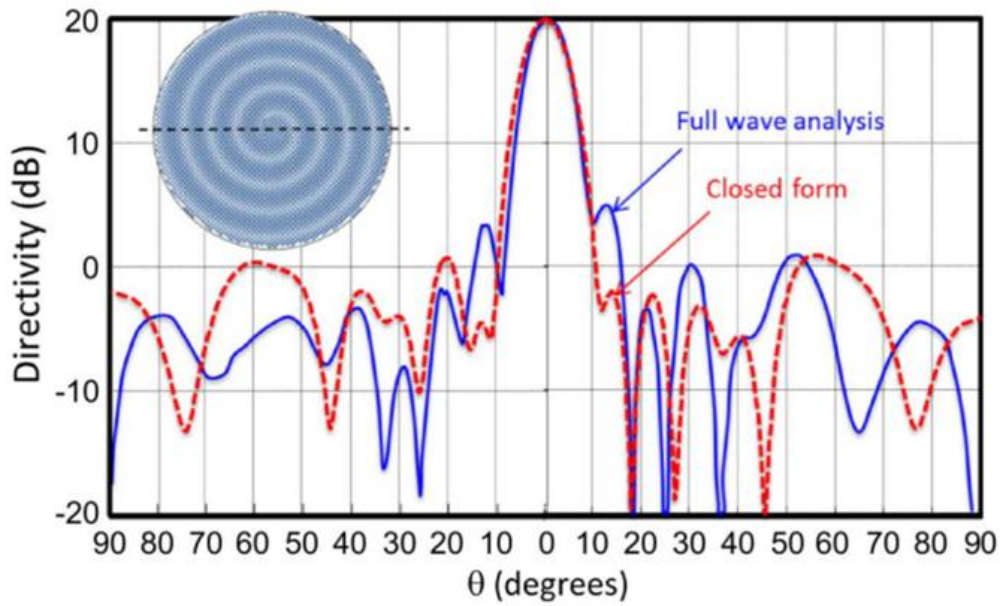
У розв'язку дисперсійного рівняння застосовуємо метод узгодження 0-го полюса [15] і Method of Moments [16].

На рисунку 4.12 бачимо спрямовані властивості антени з коефіцієнтом підсилення, що дорівнює 20 дБ на частоті 13 ГГц. Антена виконана на основі голографічного метаматеріалу, який утворюється системою близько розташованих у площині металевих квадратиків. Плоский рисунок спіралі створюють 3333 електрично маленьких квадратиків. Їх лінійний розмір змінюється в радіальному напрямку за гармонійним законом. Конструктивно спіраль виконана наступним чином. Її топологію надруковано на верхньому боці екранованої діелектричної підкладки з полікору з параметром $\varepsilon=10,2$ на пластині товщиною $h=0,82$ мм. Індекс модуляції імпедансу дорівнює 0,5, а середній відносний імпеданс дорівнює 0,71.

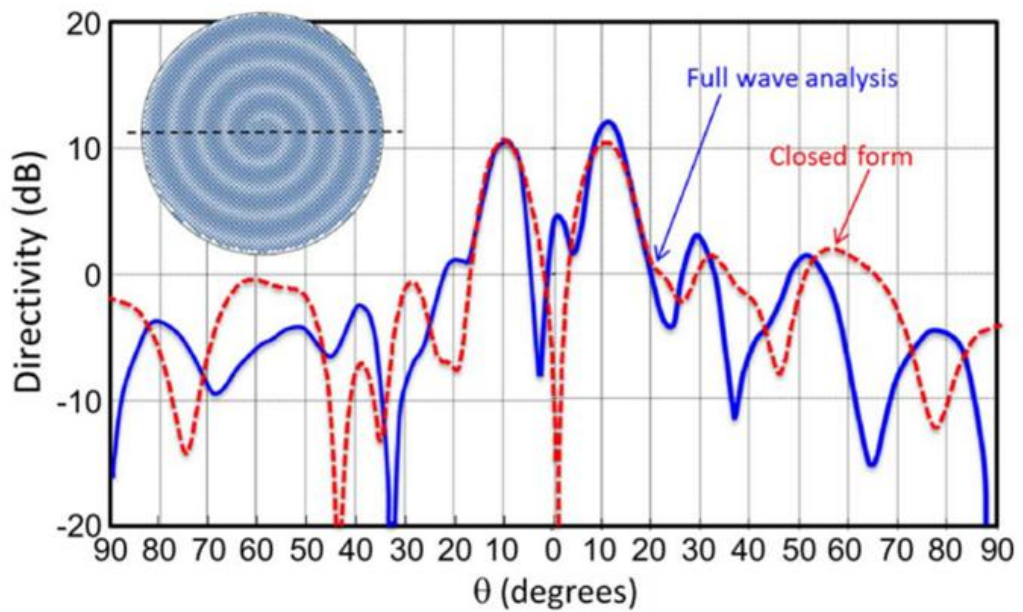
Щоб реалізувати КП, що дорівнює 20 дБ (рис. 4.7), відносний електричний радіус спіралі a повинен складати $3,67\lambda$. ДС голографічної спіральної антени для суголосної та ортогональної поляризації, які було розраховано за аналітичною моделлю та спроектовано в HFSS, показано на рис. 4.12 а) та 4.12 б).

Великий ступінь співпадіння результатів, отриманих різними методами, в межах широкого просторового сектору кутів, принаймні, від -40° до $+40^\circ$, а особливо в межах головного променя ДС, як і по рівню найближчих бічних пелюсток ДС, доводить, що точність розрахунків є прийнятною.

На основі наведених на рисунку 4.12 чисельних даних щодо спрямованих властивостей голографічних спіралей можна зробити загальний висновок: обрані для них методи аналізу є адекватними до запропонованих конструкцій.



a)



б)

Рисунок 4.12 – ДС друкованої голографічної спіралі для основного поляризованого поля (а) та крос-поляризованого поля (б) без активних втрат – суцільна ДС та з урахуванням процесу поглинання активної потужності імпедансною структурою – пунктирна ДС

З проведених в роботі досліджень та їх результатів впливає наступний загальний висновок.

Сучасні спіральні антен на основі модульованих імпедансних структур мають набагато більшу перспективу у використанні їх як приймально-випромінювальних бортових антен дронів різного призначення. І справа тут не тільки в їх низькопрофільній обтічній конструкції, а в основному – у великому потенціалі для поліпшення параметрів і характеристик антен простим і дешевим способом, а саме – шляхом зміни геометрії їх внутрішньої мікроструктури. Це стосується спіралей з модульованою товщиною діелектричного шару, але в більшій мірі – голографічних друкованих антен з метаматеріалами, тому що вони мають більшу кількість факторів впливу на спрямовані властивості і ступінь узгодженості з лініями живлення низькопрофільних спіральних антен.

ВИСНОВКИ

В магістерській роботі було здійснено моделювання однозаходної архімедової спіралі в середовищі електродинамічного моделювання Ansoft HFSS в смузі частот від 1 до 2,5 ГГц, для якої було отримано $VSWR < 2$ на окремих частотах для деяких варіантів побудованих конструкцій. При цьому коефіцієнт відбиття менший за -15 дБ. В процесі досліджень отримано тривимірні ДС та їх проєкції у двох площинах основних перерізів.

З даних дослідження арифметичної спіральної антени випливають висновки:

- величини коефіцієнтів відбиття спіралі визначаються розмірами провідників в складі спіралей та розмірами діелектричної підкладки (OX, OY), в тому числі, товщиною пластини (OZ), при збільшенні розмірів якість узгодження погіршується;

- зменшення поперечних розмірів архімедової спіралі викликає збільшення VSWR, і навпаки;

- коефіцієнт спрямованої дії та коефіцієнт підсилення плоскої спіралі збільшується зі зростанням кількості її витків, і навпаки;

- рефлектор призначений для створення односпрямованого випромінювання і повинен бути більшим за розміром радіусу за $0,5\lambda$;

- магнітуда вхідного опору спіралі Архімеда зі збільшенням радіусу змінюється несуттєво, але при цьому зростає зворотний коефіцієнт втрат.

Архімедова спіраль є майже ізотропним випромінювачем, що і потрібно для сталого зв'язку бази і дрона.

Стосовно спіралі з імпедансною сповільнюючою поверхнею, можна стверджувати наступне.

Також досліджено новий вид поляризованої по колу спіральної антени витікаючої хвилі з фазовою швидкістю, меншою за швидкість світла, з поверхневим імпедансом, який є модульованим за гармонійним законом.

Причому розглянуто принципово два різних варіанти втілення радіальних низькопрофільних спіралей: за рахунок модуляції товщини діелектричного шару та за рахунок створення діелектричної неоднорідності в радіальному напрямку при сталих розмірах товщини імпедансного шару.

Шляхом функціональної апроксимації отримано приблизні вирази ПП. Поле сповільненої поверхневої хвилі записане за допомогою суми ряду просторових гармонік Флоке. Апроксимація ближнього поля в площині еквівалентної апертури включає сталу поширення поверхневої хвилі, яка знаходиться шляхом формулювання та розв'язку отриманої еквівалентної двовимірної задачі, що значно спрощує і, головне, скорочує об'єм аналітичних перетворень. Двовимірну задачу вирішено методом Oliner-Nessel. Стала розповсюдження формується в основному двома параметрами імпедансної структури: середнім опором і глибиною просторової модуляції її поверхні. Визначено коефіцієнт підсилення імпедансної спіралі, її діаграм спрямованості, енергетичної ефективності шляхом оцінки величини дисипативних втрат в імпедансній структурі як у випадку її нескінченної моделі та у випадку моделі кінцевих розмірів уповільнювача поверхневої хвилі. Всі перераховані вище характеристики досліджувались в залежності від геометричних розмірів спіралі та параметрів модуляції діелектричного шару.

Окрім імпедансної спіральної антени на основі гофрованого шару діелектрика на металі розглянуто також голографічну друковану на 3D принтері спіральну структуру із електрично маленьких металевих прямокутників. На відміну від антен першого, класичного типу на основі арифметичних спіралей, імпедансні спіральні антени, як з модуляцією товщини діелектричного шару, так і на основі друкованих щільно розташованих елементів, має досить немалий КП від 20 до 26 дБ. При цьому рівень бічних пелюсток менше - 20 дБ на частоті 17 ГГц. На крос-поляризації ДС має роздвоєний головний промінь з максимумами у 10 дБ в просторових

напрямах ± 10 градусів. По рівню спадання коефіцієнта підсилення від свого головного максимуму до рівня -3 дБ була отримана ширина смуги робочих частот у 10%. Амплітудно-частотна характеристика коефіцієнта підсилення імпедансної спіралі є квазіплоскою залежністю у п'ятивідсотковій смузі частот.

Головний недолік спіральних антен такого типу полягає у їх занадто низькій енергетичній ефективності на рівні від 15 до 20 відсотків за рахунок неузгодженості імпедансної структури, з одного боку, із маленьким електричним збуджувальним вібратором, а з другого боку, внаслідок відбиття від краю імпедансної структури.

Низькопрофільні спіралі, незалежно від їх виду, володіють властивістю геометричної плоскості та живляться від однієї точки, що дуже зручно конструктивно і відповідає вимогам їх застосування в якості антен дронів наземного, морського та повітряного базування - БПЛА. Ці антени внаслідок низькопрофільності не погіршують аеро- та гідродинамічну обтічність носіїв. По мірі зменшення довжини робочої хвилі габарити антен меншають, що також є корисним при застосуванні їх в БПЛА. 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.

Основна для антен такого типу поляризація обертання зменшує потужність завад, утворених навмисно засобами радіоелектронної боротьби ворога.

Застосування діапазону міліметрових хвиль для керування безпілотниками є справою найближчих часів, особливо, зважаючи на зменшення габаритів антен і зростання протяжності радіоканалу із зростанням несівної частоти. Але готуватися до освоєння цього діапазону розробникам зв'язкової та навігаційної техніки безпілотників треба вже сьогодні.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. Ільницький Л.Я. Антени та пристрої надвисоких частот: Підручник для ВНЗ / Л.Я. Ільницький, О.Я. Савченко, Л.В. Сібрук. – К: Укртелеком, 2017. – 496 с.
2. Цалієв Т.А. Широкопугова планарна спірально-кільцева антена / Т.А. Цалієв, К.В. Куцук, С.В. Сідень // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С.Попова. – 2017. № 1. – С. 25-33.
3. HFSS – High Frequency Structure Simulation. Manuals, Agilent, 2024.
4. Ben Geng Cai. Leaky-Wave Radiations by Modulating Surface Impedance on Subwavelength Corrugated Metal Structures / Ben Geng Cai, Yun Bo Li, Hui Feng Ma, Wei Xiang Jiang, Qiang Cheng, Tie Jun Cui // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2017. – Vol. 60. – №. 1. – Pp. 136-144.
5. Oliner A. Guided waves on sinusoidally-modulated reactance surfaces / A. Oliner, A. Hessel // IRE Trans. Antennas Propag. – 1999. – Vol. 7. – №. 5. – Pp. 201-208.
6. Colburn J. Scalar and tensor holographic artificial impedance surfaces / Sievenpiper D., Colburn J., B. Fong, J. Ottusch, J. Visher // IEEE Trans. Antennas Propag. – 2011. – Vol. 59. – №. 11. – Pp. 4210-4220.
7. Nannetti M. Holographic artificial impedance surfaces for conformal antennas / M. Nannetti, F. Caminita, S. Maci // Proc. IEEE AP-S Int. Symp., Honolulu, HI, Jun. 9-15, 2007. – Pp. 5813-5816.
8. Zhong Li. Low-profile equiangular spiral antenna backed by an EBG reflector / Zhong Li, Guangming Wang // International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE), 26-29 Oct. 2006. – 2006. – Vol. 3. – Pp. 1329-1332.

9. 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.* – 2003. – Vol. 51. – N. 10. – Pp. 2220-2235.
10. 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. – Pp. 863-873.
11. 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. – Pp. 1442-1452.
12. 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. – Pp. 666-676.
13. Christopher R. Doerr. Dielectric Waveguide Theory / Christopher R. Doerr, Herwig Kogelnik // *IEEE Journal of Lightwave Technology.* – 2008. – Vol. 26. – N. 9. – Pp. 129-142.
14. 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. – Pp. 70-81.
15. 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.
16. 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. – Pp. 3827-3832.